

Die Begrenzung von Überspannungen zwischen den Leitern und gegen Erde mit einer Vier-Ableiter-Schaltung

Von Helmut Bollmann, Erlangen, und Werner Buch, Berlin*)

DK 621.316.933

Einleitung

Die übliche Anordnung von Ventilableitern in Drehstromsystemen zwischen Leiter und Erde bietet keinen ausreichenden Schutz vor Überspannungen, die zwischen den Leitern auftreten, nämlich denjenigen, die sich aus zwei Leitererdspannungen entgegengesetzter Polarität aufbauen. In diesem Fall kann bei der üblichen Anordnung der Ventilableiter die Spannung zwischen den Leitern die zweifache Höhe der gegen Erde wirksamen Begrenzungsspannung erreichen. Das Isoliervermögen zwischen den Leitern wird jedoch im allgemeinen nicht höher gewählt als gegen Erde (VDE 0111; IEC-Publ. 71). In der genannten Form ergeben sich Überspannungen z. B. an den Klemmen von Generatoren, die über Maschinentransformatoren auf ein Freileitungsnetz arbeiten [1]. Auch Schaltüberspannungen können zwischen den Leitern auftreten [2].

Den Nachteil der üblichen Anordnung vermeidet eine von Huber [3] beschriebene Schaltung mit vier Ventilableitern, die bei praktisch gleichem Aufwand einen ausreichenden Überspannungsschutz sowohl gegen Erde als auch zwischen den Leitern bietet. Diese Schaltung — sie soll im folgenden mit Vier-Ableiter-Schaltung bezeichnet werden —

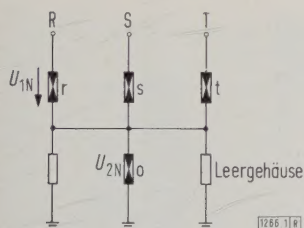


Bild 1. Grundsätzlicher Aufbau der Vier-Ableiter-Schaltung.

U_{1N} Nennspannung der Ventilableiter r, s und t
 U_{2N} Nennspannung des Ventilableiters 0

wurde auch von Greve [1] für den Schutz von Generatoren vor übertragenen Stoßspannungen vorgeschlagen. Sie wird dort vorteilhaft verwendet, wo mit dem Auftreten hoher Überspannungen zwischen den Leitern gerechnet werden muß. Darüber hinaus steht sie ganz allgemein wegen ihres besseren Schutzwertes in Konkurrenz zur üblichen Anordnung der Ventilableiter. In dem Bestreben, die Abmessungen und Kosten der Isolation zu senken, kommt der Begrenzung der Überspannungen zwischen den Leitern erhöhte Bedeutung zu.

Über das Betriebsverhalten und die Bemessung der Vier-Ableiter-Schaltung wurde, soweit festgestellt werden konnte, bisher im Schrifttum nicht berichtet. In der vorliegenden Arbeit werden einige wichtige Arbeitswerte der Schaltung untersucht und Vorschläge für die Bemessung gemacht. Die Untersuchungen beschränken sich auf die Verwendung der Schaltung in Netzen mit Erdschlußlöschung oder freiem Sternpunkt. Das entspricht dem hauptsächlichsten

Anwendungsbereich. Die Schaltung kann auch in Netzen mit starrer Sternpunktterdung mit den erwähnten Vorteilen verwendet werden.

Aufbau der Vier-Ableiter-Schaltung

Das Prinzip der Schaltung ist in Bild 1 dargestellt. Drei Ventilableiter r, s, t mit der Nennspannung U_{1N} , die den entsprechenden Strängen eines Drehstromsystems zugeordnet sind, werden zusammengeschaltet und über einen weiteren Ventilableiter 0 mit der Nennspannung U_{2N} an Erde gelegt. Das Verhältnis der Ventilableiter-Nennspannungen zueinander ist ausschlaggebend für das Betriebsverhalten der Schaltung. Als charakteristische Größe soll deshalb der Begriff der Mittelpunktshöhe m nach Gl. (1) eingeführt werden, der so definiert ist:

$$m = U_{2N} / (U_{1N} + U_{2N}). \quad (1)$$

Bei der üblichen Anordnung der Ventilableiter ist $m = 0$.

Der konstruktive Aufbau, wie er bei den Versuchen angewendet wurde, unterschied sich nicht wesentlich von der üblichen Anordnung. In den beiden äußeren Ventilableitersäulen wurden die unteren Elemente entsprechend der gewünschten Mittelpunktshöhe durch Leergehäuse ersetzt. Der Mittelpunkt wurde durch eine Querverbindung zwischen den drei Ventilableitersäulen hergestellt. Wie später gezeigt wird, benötigt die Vier-Ableiter-Schaltung weniger aktives Material als die übliche Anordnung. Insgesamt ist der Aufwand für beide Anordnungen jedoch etwa gleich groß, so daß der erhöhte Schutzwert ohne zusätzliche Kosten zu erreichen ist.*

Untersuchung der wichtigsten Arbeitswerte

Die wichtigsten Größen bei der Auswahl eines Ventilableiters sind die höchstzulässige Betriebsspannung, die Ansprechspannung und die Restspannung. Die beiden ersten Größen ergeben sich für die Vier-Ableiter-Schaltung nicht ohne weiteres aus den entsprechenden Arbeitswerten der Ventilableiter r, s, t und 0. Ihre Abhängigkeit von der Mittelpunktshöhe m der Schaltung und den Einflüssen aus dem Netz wird in den nachfolgenden Abschnitten untersucht.

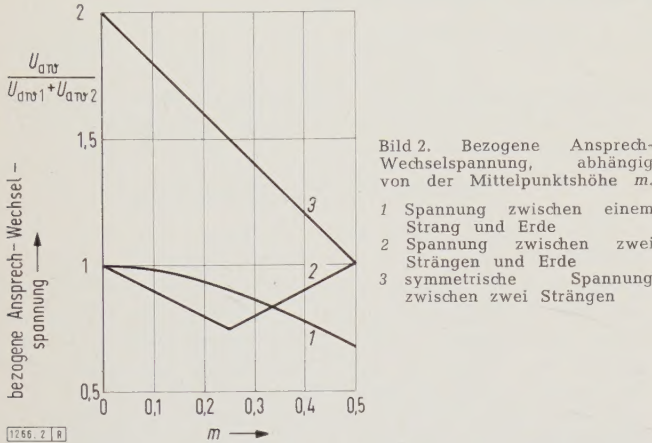
Ansprechspannungen

Zwischen den Klemmen R, S, T und Erde bzw. RS, ST und RT der Schaltung liegen immer zwei Ventilableiter in Reihe. Im allgemeinen wird sich die Spannung zwischen den Klemmen auf die Ventilableiter nicht entsprechend ihren Nennspannungen aufteilen, da das Potential des Mittelpunktes der Schaltung durch die Potentiale der übrigen Klemmen mit beeinflußt wird. Die ungleichmäßige Spannungsaufteilung hat zur Folge, daß die Ansprechspannung zwischen den Klemmen kleiner ist als die Summe der Ansprechspannungen beider Ventilableiter. Durch den Einfluß der Spannungen von allen drei Leitern wird die An-

*) Dipl.-Ing. H. Bollmann, Erlangen, und Dipl.-Ing. W. Buch, Berlin, sind Mitarbeiter der Siemens-Schuckertwerke.

sprechspannung aber auch abhängig von den gleichzeitig an den anderen Leitern auftretenden Überspannungen. Das heißt, es ergeben sich, je nachdem ob die Überspannungen an einem Strang oder mehreren Strängen auftreten, verschiedene Ansprechspannungen. Es wird deshalb die Untersuchung der Ansprechspannungen bei Überspannungen an einem Strang oder mehreren Strängen gegen Erde und für symmetrisch zur Erde liegende Spannungen zwischen den Leitern durchgeführt.

Die Spannungsverteilung innerhalb der Schaltung ist mitbestimmt durch die Steuerung der Ventileiter, die somit die Ansprechspannungen bei verschiedenen Spannungsformen und Beanspruchungsarten beeinflusst. Bei Spannung mit Betriebsfrequenz überwiegt der Einfluß der in den Ventileitern eingebauten Steuerwiderstände gegenüber



der kapazitiven Steuerung infolge der Eigenkapazitäten und Steuerringe. Unter der Voraussetzung linearer Steuerwiderstände kann jedem Ventileiter ein seiner Nennspannung proportionaler Widerstand zugeordnet werden. Damit läßt sich die Spannungsverteilung bei einer Spannung mit Betriebsfrequenz berechnen, und die Ansprech-Wechselspannung ermitteln. Für die Spannung u_M des Schaltungsmittelpunktes gegen Erde ergibt sich unter Berücksichtigung der erwähnten Proportionalität zwischen der Nennspannung der Ventileiter und dem Steuerwiderstand die Beziehung

$$u_M = \frac{m}{2m+1} \cdot (u_{R0} + u_{S0} + u_{T0}). \tag{2}$$

Darin ist m die nach Gl. (1) definierte Mittelpunktshöhe. In den Klammern stehen die drei Leitererdspannungen, die zwischen den Klemmen der Schaltung und Erde auftreten. Klemmen, an denen keine Spannung liegt, sind als gerundet zu betrachten. Das trifft beim Einsatz der Schaltung im Netz praktisch immer zu, da die Werte der Steuerwiderstände sehr hoch im Vergleich zur Netzimpedanz sind.

Es werden zunächst die Ansprech-Wechselspannungen der Schaltung ohne den Einfluß der Betriebsspannung ermittelt. Mit Hilfe der Gl. (2) werden die Spannungen an den Ventileitern r, s, t und 0 für verschiedene Beanspruchungsarten errechnet, und zwar für Spannung zwischen einem Strang und Erde, zwischen zwei Strängen und Erde und für Spannung zwischen zwei Strängen. Damit können — wie später an einem Beispiel gezeigt wird — die Ansprech-Wechselspannungen ermittelt werden. Den Verlauf der bezogenen Ansprech-Wechselspannungen in Abhängigkeit der Mittelpunktshöhe zeigt Bild 2. Die Ansprech-Wechselspannung \hat{U}_{aw} ist bezogen auf die Summe der Ansprech-Wechselspannungen (U_{aw1} und U_{aw2}) der zwischen einem Leiter und Erde liegenden Ventileiter. Dadurch ist das Ergebnis direkt vergleichbar mit der Ansprech-Wechselspannung einer üblichen Ventileiteranordnung für die Nennspannung ($U_{1N} + U_{2N}$). Die Darstellung zeigt den starken Einfluß der Mittelpunktshöhe. Die Ansprech-Wechselspannung zwischen den Leitern nimmt mit abnehmender

Mittelpunktshöhe rasch zu (Kurve 3). Mit Rücksicht auf eine gute Schutzwirkung der Schaltung kommt als untere Grenze der Mittelpunktshöhe etwa der Wert $m = 0,35$ in Frage. Die Ansprech-Wechselspannung für Spannung zwischen zwei Strängen und Erde zeigt einen unstetigen Verlauf (Kurve 2). Das ist darin begründet, daß im Bereich $m = 0,25$ bis $0,5$ die Spannung ausreicht, um nach dem Ansprechen des unteren Ventileiters 0 auch die oberen Ventileiter r, s und t zum Ansprechen zu bringen. Im Bereich $m = 0$ bis $0,25$ sprechen die beiden oberen Ventileiter dagegen erst bei weiterer Steigerung der Spannung an. Die kleinsten Ansprechspannungen ergeben sich in dem für die Praxis interessierenden Bereich von $m = 0,35$ bis $0,5$ für Spannung zwischen einem Strang und Erde.

Die Rechnung soll an Hand eines Beispiels für $m = 0,4$ und Spannung zwischen einem Strang und Erde (Kurve 1) erläutert werden. Tritt die Spannung im Leiter R auf, so sind in Gl. (2) die Spannungen u_{S0} und u_{T0} Null zu setzen, und man erhält als Spannung des Schaltungsmittelpunktes $u_M = 0,22 u_{R0}$. Über dem oberen Ventileiter r liegt also 78 % der Spannung. Die Ansprech-Wechselspannung dieses Ventileiters beträgt aber bei $m = 0,4$ nur 60 % der Summe der Ansprech-Wechselspannungen ($U_{aw1} + U_{aw2}$) beider Ventileiter. Damit ergibt sich als Bedingung für das Ansprechen des oberen Ventileiters r :

$$0,78 U_{R0} = 0,6 (U_{aw1} + U_{aw2}).$$

Die Bedingung liefert für die bezogene Ansprech-Wechselspannung des Ventileiters r den Wert $0,77$. Das ist aber gleichzeitig die bezogene Ansprech-Wechselspannung der Schaltung, da nach dem Ansprechen des Ventileiters r die volle Spannung am Ventileiter 0 liegt, dessen Ansprech-Wechselspannung geringer ist und der deshalb ebenfalls anspricht.

Die Gültigkeit der Rechnung wurde durch Versuche an Schaltungen verschiedener Mittelpunktshöhen geprüft. Die gemessenen Werte decken sich gut mit den berechneten Ansprech-Wechselspannungen, worauf später noch eingegangen werden soll.

Für einmalig ablaufende Impulsspannungen läßt sich eine ähnliche Rechnung nicht durchführen. Die Spannungsverteilung bei einer Stoßspannung wird ausschließlich durch die Kapazitäten der Schaltung bestimmt, die nur mit großer

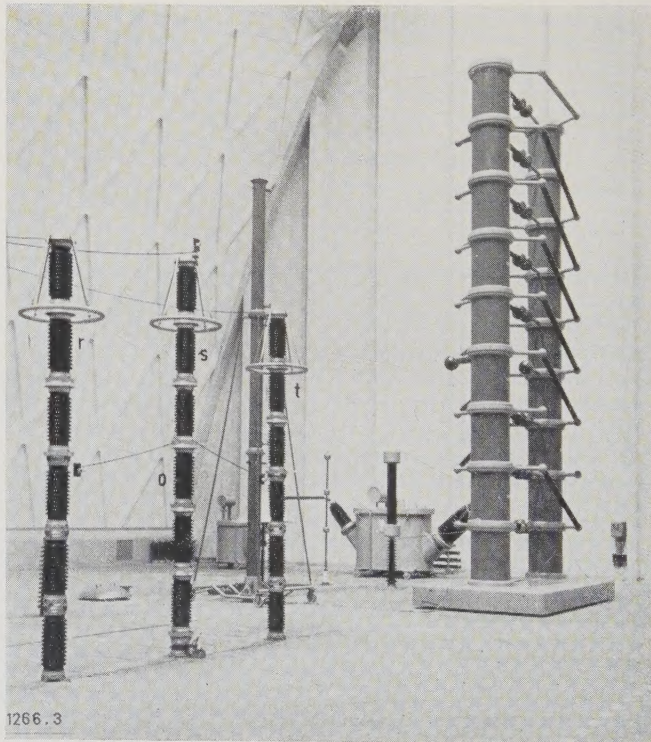


Bild 3. Aufbau einer Vier-Ableiter-Schaltung für eine Nennspannung von 120 kV.

Unsicherheit ermittelt werden können und die von der unterschiedlichen Geometrie der Schaltung abhängig sind. Aus diesen Gründen wurden an einer Schaltung mit $U_{1N} + U_{2N} = 120\text{ kV}$ bei verschiedenen Mittelpunkthöhen m Versuche mit Stoßspannungen der Form $1/50\text{ }\mu\text{s}$ und Schaltspannungen durchgeführt.

Den Aufbau der Schaltung und einen Teil der Stoßanlage zeigt das Bild 3. Mit der vorhandenen Stoßanlage konnten keine erdsymmetrischen Stoßspannungen erzeugt werden.

Für die Nachbildung der Schaltüberspannungen wurden Stoßspannungen mit großen Stirnzeiten verwendet. Die Nachbildung der Stoßspannungs-Stirn ist in Bild 4 dargestellt. Sie wird bereits bei der Untersuchung von Isolatoren in einigen deutschen Hochspannungs-Versuchsanlagen angewendet. Die Kurve 2 zeigt den idealisierten Verlauf der Schaltüberspannung. Sie besteht aus einer Gleichspannung, der eine Kosinus-Schwingung mit der gleichen Amplitude überlagert ist. Die Frequenz der Schwingung beträgt 400 Hz . Stark ausgezogen ist der Verlauf der Impulsspannung dargestellt, die sich mit den wesentlichen Teilen des ersten Anstiegs und der Amplitude der Schaltüberspannung deckt. In ähnlicher Weise wurden auch Schaltüberspannungen nachgebildet, deren Frequenz 800 Hz betrug.

Die Versuchsergebnisse sind in der Tafel 1 zusammengestellt. Es wurden vier verschiedene Mittelpunkthöhen untersucht. Die normale Ventilableiteranordnung mit $m = 0$ ist eingeschlossen. Alle Meßwerte sind als bezogene Größen angegeben worden, und zwar ist für jede Spannungsform — Wechselspannung, Schaltüberspannung und Stoßspannung — die Bezugsgröße die Ansprechspannung der üblichen Ventilableiteranordnung bei der jeweiligen Spannungsform. Bei der Stoßspannung sind auch die Werte für die dreipolige Spannung angegeben, die bei Schaltüberspannungen und bei 50-Hz -Spannungen ohne Bedeutung für die Praxis sind.

Die gemessenen Ansprech-Wechselspannungen decken sich, wie schon erwähnt, recht gut mit den berechneten Werten. Die geringe Abweichung der Meßwerte in Richtung höherer Ansprech-Wechselspannungen kann auf den Einfluß der kapazitiven Steuerung zurückzuführen sein, die schwach ausgeprägt auch bei 50-Hz -Spannungen vorhanden ist.

Die Tendenz der im Bild 2 berechneten und dargestellten Kurven 1 und 2 ist für Schaltüberspannungen nur noch bei Spannungen zu erkennen, die zwischen einem Strang und Erde liegen, wobei die gemessenen Werte höher liegen. Insgesamt gesehen sind die Werte günstiger als bei 50-Hz -Spannungen, da die Ansprechspannungen weniger abhängig von der Beanspruchungsart und von der Mittelpunkthöhe sind. Das gilt auch für die Ansprech-Stoßspannungen gegen Erde, die ab $m = 0,3$ fast unabhängig von der

Mittelpunkthöhe sämtlich etwa gleich der Ansprech-Stoßspannung einer üblichen Ventilableiteranordnung sind. Hinsichtlich der Schutzwirkung gegen Erde ist das ein zufriedenstellendes Ergebnis.

Die nicht gemessenen Ansprechspannungen zwischen den Leitern können höchstens die Summe der Ansprechspannungen beider Ventilableiter zwischen den entsprechenden Klemmen erreichen. Diese Höchstwerte ergeben sich aus der Kurve 3 in Bild 2 unter Berücksichtigung der für die Überspannungsformen maßgebenden Stoßfaktoren.

Zusammenfassend ist aus den Versuchen zu erkennen, daß die bezogenen Ansprechspannungen in allen Fällen zwischen den berechneten höchsten und niedrigsten Werten der Ansprech-Wechselspannungen liegen. Somit läßt

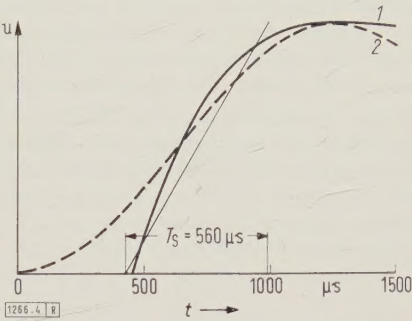


Bild 4. Nachbildung des Anstiegs einer Schaltüberspannung von 400 Hz mit Hilfe einer Stoßspannung mit der Stirnzeit $T_S = 560\text{ }\mu\text{s}$.
1 Stoßspannung 2 idealisierter Verlauf der Schaltüberspannung

sich aus Bild 2 für jede Mittelpunkthöhe der maximale Bereich entnehmen, in dem die Ansprechspannungen der Schaltung schwanken können. Dieser Bereich gilt auch bei Berücksichtigung der Betriebsspannung an den Klemmen der Schaltung und für Überspannungen, die nicht mit einem der untersuchten typischen Fälle übereinstimmen. Die höchste Ansprechspannung der Schaltung kann die Werte nach Kurve 3 nicht überschreiten und die niedrigste Ansprechspannung nicht die Werte nach Kurve 1 bzw. 2 unterschreiten. Für eine Schaltung mit der Mittelpunkthöhe $m = 0,4$ liegt der Bereich der bezogenen Ansprechspannungen z.B. zwischen $0,77$ und $1,20$, wobei die Ansprechspannung zwischen einem Leiter und Erde den Wert 1 selbstverständlich nicht überschreiten kann.

Höchstzulässige Betriebsspannung

Die höchstzulässige Betriebsspannung eines Ventilableiters kennzeichnet die Grenze, bei der nach einem Ableitvorgang der mit Betriebsfrequenz fließende Folgestrom noch sicher durch die Löschfunkenstrecke unterbrochen wird. Diese Spannung darf in der Vier-Ableiter-Schaltung an keinem Ventilableiter während des Fließens der Folgeströme überschritten werden. Es können mehr als zwei

Tafel 1. Gemessene Ansprechspannungen einer Vier-Ableiter-Schaltung mit $U_{1N} + U_{2N} = 120\text{ kV}$ bei verschiedenen Mittelpunkthöhen und Überspannungsformen¹⁾.

Mittelpunkthöhe m	Spannung zwischen	Wechselspannung ¹⁾ 50 Hz	Schaltüberspannung ¹⁾ 400 Hz	Schaltüberspannung ¹⁾ 800 Hz	Stoßspannung ¹⁾ 1/50 μs
0,5	einem Strang und Erde	0,71 (0,67) ²⁾	0,75	0,79	0,79
	zwei Strängen und Erde	1,0 (1,0)	0,88	0,97	0,94
	drei Strängen und Erde	—	—	—	0,97
0,3	einem Strang und Erde	0,89 (0,86)	0,89	0,90	1,0
	zwei Strängen und Erde	0,82 (0,80)	0,93	0,93	0,98
	drei Strängen und Erde	—	—	—	1,0
0,17	einem Strang und Erde	0,99 (0,95)	0,96	0,93	1,0
	zwei Strängen und Erde	0,87 (0,83)	0,93	1,03	0,96
	drei Strängen und Erde	—	—	—	1,0
0	einem Strang und Erde	1	1	1	1

1) Alle Meßwerte wurden auf die Ansprechspannung einer üblichen Anordnung mit $m = 0$ bezogen.
2) In Klammern sind die berechneten Werte angegeben.

Ventilableiter der Schaltung ansprechen, so daß sich in einem der Ventilableiter mehrere Folgestrome addieren und zur Überlastung führen. Diese Möglichkeit muß bei der Festlegung der höchstzulässigen Betriebsspannung berücksichtigt werden.

Wird die Schaltung in Netzen mit Erdschlußlöschung und freiem Sternpunkt verwendet, so treten bei einem Erdschlußfehler die ungünstigsten Bedingungen auf. Die beiden kritischen Fälle sind in Bild 5 dargestellt. In Bild 5a ist gezeigt, daß während eines Erdschlußfehlers des Leiters T die Ventilableiter r, t und 0 angesprochen haben. Der Ventilableiter r muß die Summe der Folgestrome der Ventilableiter t und 0 führen. Der Strom wird am größten, wenn die Spannung u_{R0} den Scheitelwert erreicht. Bild 5b zeigt die andere Möglichkeit, daß bei gleichen Bedingungen im Netz die Ventilableiter r, s und 0 angesprochen haben, dann wird der Ventilableiter 0 am stärksten belastet. Der größte Strom fließt, wenn die Spannungen u_{R0} und u_{S0} gleich sind. Der Augenblickswert ist dann der $\sqrt{3}/2$ -fache Scheitelwert der Betriebsspannung. Die beiden Fälle ergeben unter allen Möglichkeiten die höchsten Beanspruchungen und sollen der Berechnung der höchstzulässigen Betriebsspannung zugrunde gelegt werden.

Für die Berechnung muß die Kennlinie des spannungsabhängigen Widerstandes durch einen analytisch einfachen

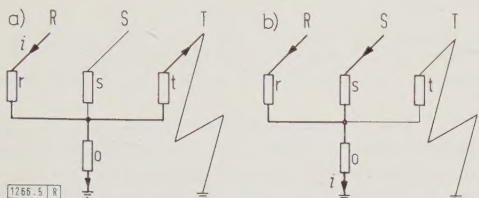


Bild 5. Hohe Beanspruchung eines Ventilableiters infolge Summierung zweier Folgestrome. Erläuterungen im Text.

Ausdruck beschrieben werden. Eine gute Näherung für einen begrenzten Bereich der Kennlinie gibt Gl. (3) mit

$$i/I_0 = (u/\hat{U}_N)^n. \quad (3)$$

\hat{U}_N ist der Scheitelwert der Nennspannung und I_0 der Folgestrom, der bei dieser Spannung fließt. Der Exponent n kann aus der empirisch gefundenen Kennlinie nach bekannten Verfahren ermittelt werden. Er liegt für den Bereich $0,8 \hat{U}_N$ bis $1,2 \hat{U}_N$ der Kennlinie bei 2 bis 4 je nach Hersteller.

Zunächst wird der in Bild 5a dargestellte Fall behandelt. Zwischen den Strömen i_r , i_0 und i_t besteht die Beziehung

$$i_r = i_0 + i_t. \quad (4)$$

Die Spannung des am stärksten beanspruchten Ventilableiters r darf die höchstzulässige Betriebsspannung nicht überschreiten. Diese beträgt nach VDE 0675/9.57 $1,15 U_{1N}$ bei einem einzelnen Ventilableiter. Ersetzt man in Gl. (4) die Ströme mit Hilfe der Gl. (3) durch die entsprechenden Spannungen für den Fall, daß am Ventilableiter r gerade die höchstzulässige Betriebsspannung $1,15 U_{1N}$ liegt, so erhält man für Gl. (5)

$$1,15^n = \left(\frac{U_{bm} - 1,15 U_{1N}}{U_{1N}} \right)^n + \left(\frac{U_{bm} - 1,15 U_{1N}}{U_{2N}} \right)^n, \quad (5)$$

darin ist U_{bm} die höchstzulässige Betriebsspannung der Schaltung, die dann erreicht wird, wenn am Ventilableiter r die Grenze der zulässigen Spannung überschritten wird. Die Größe I_0 fällt heraus, denn sie ist für alle Ventilableiter gleich unabhängig von der Nennspannung. Da in den Klammerausdrücken Verhältnisse von Spannungen stehen, ist man in Gl. (5) von den Scheitelwerten wieder auf Effektivwerte übergegangen. Die Auflösung nach U_{bm} liefert schließlich Gl. (6) mit

$$\frac{U_{bm}}{U_{1N} + U_{2N}} = 1,15 [m^{-n} + (1-m)^{-n}]^{-1/n} + 1,15 (1-m). \quad (6)$$

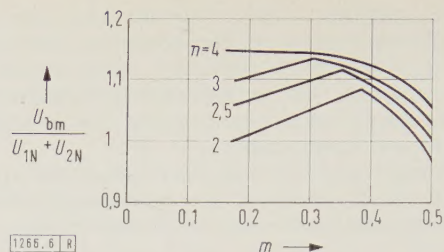


Bild 6. Relative höchstzulässige Betriebsspannung in Abhängigkeit von der Mittelpunktshöhe m für verschiedene Parameter n .

Die höchstzulässige Betriebsspannung wurde auf die Summe der Nennspannungen $(U_{1N} + U_{2N})$ der zwischen einem Leiter und Erde liegenden Ventilableiter bezogen. Außerdem wurde die Mittelpunktshöhe m in die Beziehung eingeführt.

Der zweite Fall nach Bild 5b kann in ähnlicher Weise behandelt werden. Die Rechnung ergibt

$$\frac{U_{bm}}{U_{1N} + U_{2N}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot 1,15 [m + (1-m) \cdot 2^{-1/n}]. \quad (7)$$

Von den beiden Werten, die für eine bestimmte Mittelpunktshöhe m mit Gl. (6) und (7) berechnet werden, ist der kleinere Wert maßgebend. In Bild 6 sind abhängig von der Mittelpunktshöhe m die bezogenen höchstzulässigen Betriebsspannungen dargestellt. Der Parameter n der Kurvenschar ist der Exponent des spannungsabhängigen Widerstandes des Ventilableiters im Bereich der Nennspannung. Die Kurven haben aus den oben genannten Gründen zwei Äste. Im Bereich kleiner Mittelpunktshöhen ist Gl. (7) maßgebend, während der rechte Kurvenast durch Gl. (6) bestimmt wird. Aus der Darstellung ist zu sehen, daß kleine Werte von n in Verbindung mit Mittelpunktshöhen um $m \approx 0,5$ ungünstig sind mit Rücksicht auf die höchstzulässige Betriebsspannung der Schaltung.

Zum Nachweis der Gültigkeit der durchgeführten Rechnung wurden an einer Schaltung entsprechend Bild 5a Versuche durchgeführt. In Bild 7 ist die Strom-Spannungskennlinie des dabei verwendeten spannungsabhängigen Widerstandsmaterials mit $n = 2,5$ in doppellogarithmischen Koordinaten für den hier in Betracht kommenden Bereich $0,8 \dots 1,2 \hat{U}_N$ dargestellt.

Es stellte sich das folgende Ergebnis ein: In Bild 8a führen nur die beiden Ventilableiter r und 0 Folgestrom, dessen Höhe $1,1 I_0$ ist, dabei war die Spannung $1,04/U_N$ wirksam. Weitere Ventilableiter sprachen nicht an, so daß es sich praktisch um die Arbeitsprüfung eines normalen Ventilableiters handelt. Bild 8b zeigt ein Oszillogramm, wobei beide Ventilableiter 0 und t nach Ablauf der Stoßstromentladung Folgeströme übernahmen, so daß im Ventilableiter r die Summe der Ströme $i_r = i_0 + i_t$ auftrat. Die Größe des Folgestromes war $i_r = 1,4 I_0$ bei einer Spannung $1,02 U_N$.

Aus der Strom-Spannungskennlinie nach Bild 7 ist zu entnehmen, daß der 1,4-fache Nennstrom an dem Ventilableiter r eine Spannung mit Betriebsfrequenz von der Höhe $1,15 \hat{U}_N$ zur Folge hat, das ist die höchste zulässige Betriebsspannung für diesen Ventilableiter r. Die hier untersuchte Vier-Ableiter-Schaltung mit der Mittelpunktshöhe $m = 0,5$ ist also mit den Nennspannungen U_{1N} und U_{2N} der Ventilableiter so auszulegen, daß die höchste vorkommende Betriebs-

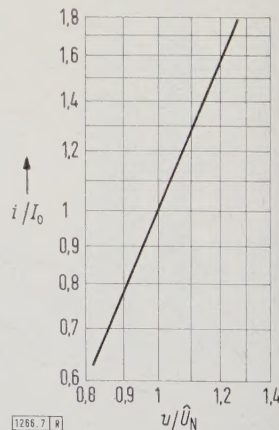


Bild 7. Gemessener Verlauf der spannungsabhängigen Kennlinie im Bereich des Scheitelwertes der Nennspannung.

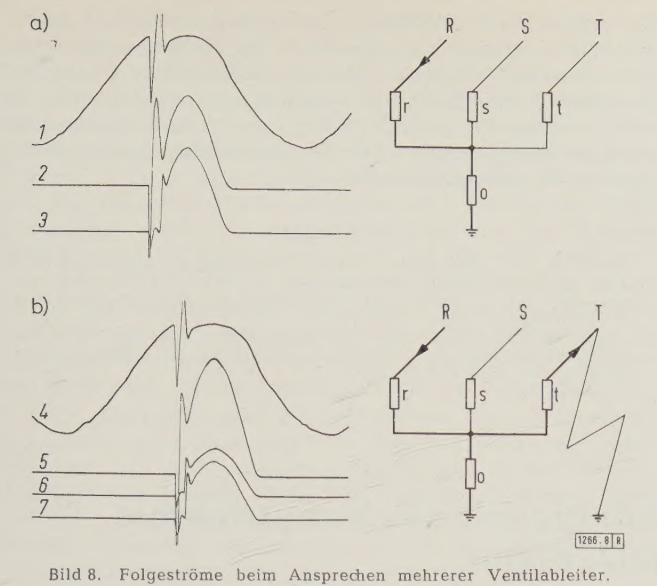


Bild 8. Folgestrome beim Ansprechen mehrerer Ventilableiter.
a) Ansprechen eines normalen Ventilableiters,
b) Addition von Folgestromen infolge Ansprechens mehrerer Ventilableiter.

1 Spannung $\hat{U}_{R0} = 1,04 \hat{U}_N$	5 Strom $i_r = 1,4 I_0$
2 Strom $i_r = 1,1 I_0$	6 Strom i_t
3 Strom $i_0 = i_r$	7 Strom i_0
4 Spannung $\hat{U}_{R0} = 1,02 \hat{U}_N$	

spannung an der Gesamtschaltung den Betrag $U_{bm} = 1,02 (U_{1N} + U_{2N})$ nicht überschreitet. Trägt man über $m = 0,5$ in Bild 6 die Netzspannung nach Bild 8b mit $U_{bm} = 1,02 U_N$ ein, ergibt sich gute Übereinstimmung mit der gerechneten Kurve für $n = 2,5$. Der Meßpunkt liegt zwar etwas über der Kurve, das ist aber durch die Fertigungstoleranz der Widerstandsscheiben bedingt, die sich auch darin ausdrückt, daß die parallel geschalteten Ventilableiter 0 und t nach dem Oszillogramm Bild 8b verschieden große Folgestrome $i_0 \neq i_t$ übernehmen.

Zur Feststellung des Löschverhaltens wurden an einer Schaltung mit den Werten $(U_{1N} + U_{2N}) = 120 \text{ kV}$ und $m = 0,5$ weitere Versuche durchgeführt. Die Verhältnisse im Drehstrombetrieb ergaben bei freiem Sternpunkt mit höchstzulässiger Betriebsspannung bei Einleitung der Ableitvorgänge über dem gesamten Bereich der Wechselspannungsperiode stets einwandfreie Löschen aller Folgestrome jeweils in den ersten Strom-Nulldurchgängen in den Ventilableitern.

Ferner wurde mit einer Versuchsschaltung nach Bild 9 das Löschverhalten unter den erschwerenden Bedingungen eines Erdschlusses in einem Leiter des Drehstromnetzes untersucht. Als Spannungsquelle mit Betriebsfrequenz diente ein Transformator ausreichender Leistung, dessen Unterspannungswicklung an einen Generator mit ebenfalls ausreichender Leistung und regelbarer Spannung angeschlossen war. Zur Einleitung eines Ableitvorganges

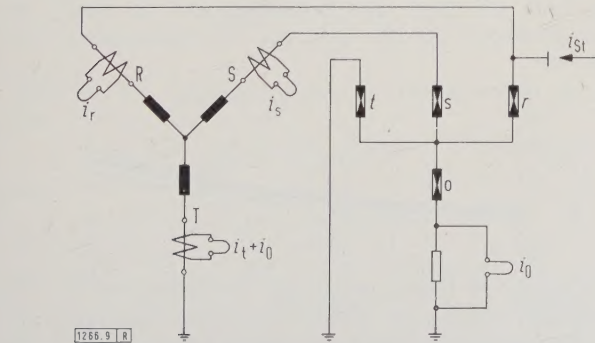


Bild 9. Schaltung zur Prüfung des Löschverhaltens bei Erdschluß.

wurde die Schaltung über eine Sperrfunkenstrecke gestoßen. Diese verhindert das Eindringen von Strömen mit Betriebsfrequenz in die Stoßanlage. Die Auslösung des Stoßgenerators konnte mit der 50-Hz-Netzspannung synchronisiert werden. Die Netzspannung betrug 120 kV. Das ist nach Bild 6 etwa die höchstzulässige Betriebsspannung der Schaltung für $n = 2,5$. Der Erdschluß im Netz wurde durch Erdung des Leiters T nachgebildet. Während der Versuche wurde die Phasenlage der Stoßspannung im Bereich einer Periode der Betriebsspannung in Abständen von 10° el geändert. Es stellte sich bei keinem der Versuche der für diese Schaltung kritische Fall nach Bild 5a ein. Das Ansprechen bestimmter Ventilableiter konnte nicht willkürlich beeinflusst werden. Das interessanteste Oszillogramm der Versuchsreihe zeigt Bild 10, in dem alle Teilaableiter r, s, t und 0 angesprochen haben. Zugleich ergaben sich in diesem Zündmoment die höchsten Folgestrome. Die Ströme i_0 und i_t löschten in dem Augenblick, in dem die Spannungen u_{R0} und u_{S0} gleich groß, aber entgegengesetzt gerichtet waren. Von da ab fließt der Folgestrom nur durch die Ventilableiter r und s. Bei sämtlichen Versuchen wurden die Folge-

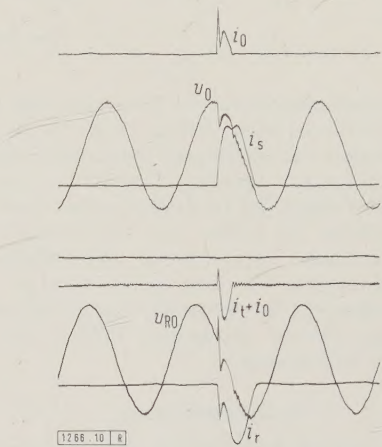


Bild 10. Folgestrome bei höchstzulässiger Betriebsspannung und Erdschluß im Leiter T.

ströme einwandfrei jeweils im ersten Nulldurchgang unterbrochen, Rückzündungen traten nicht ein. Das einwandfreie Arbeiten der Schaltung bei dieser Bemessung im Drehstrombetrieb hat sich damit erwiesen.

Bemessung der Schaltung

Auf Grund der Untersuchungen im vorhergehenden Abschnitt läßt sich für die Vier-Ableiter-Schaltung eine optimale Mittelpunktshöhe festlegen. Dazu sollen noch einmal die in Bild 2 und 6 dargestellten Kurven herangezogen werden. Im Bereich $m = 0,4$ bis $0,5$ fällt nach Bild 6 die höchstzulässige Betriebsspannung relativ stark ab. Bei gegebener maximaler Betriebsspannung muß man die Ventilableiter-Nennspannungen U_{1N} und U_{2N} bei $m = 0,5$ um rund 10 % größer wählen als für $m = 0,4$. Das kostet mehr Aufwand und ist mit höheren Restspannungen zwischen Leiter und Erde verbunden. Für die beiden Mittelpunktshöhen ergeben sich unter Berücksichtigung der um 10 % unterschiedlichen Ventilableiter-Nennspannungen nach Bild 2 Bereiche der Ansprech-Wechselspannungen, die praktisch für beide Bemessungsarten die gleichen absoluten Werte aufweisen.

Der Vorteil einer größeren Mittelpunktshöhe wird durch die höher auszuliegenden Ventilableiter-Nennspannungen zum Teil hinfällig, so daß sich infolge dieser Zusammenhänge als günstige Mittelpunktshöhe etwa der Wert $m = 0,4$ ergibt.

Es ist deshalb zu empfehlen, die Vier-Ableiter-Schaltung mit der Mittelpunktshöhe $m = 0,4$ und mit einer Erhöhung der Ventilableiter-Nennspannung um rd. 5 % gegenüber der üblichen Anordnung zu bemessen. Weiter ist es zulässig, den unteren Ventilableiter 0 hinsichtlich des Nenn-Ableit-

stoßstromes wie die oberen Ventilableiter r, s und t zu bemessen, da sehr hohe Ableitstoßströme fast immer nur zwischen einem Strang und Erde fließen. Danach ist der Aufwand für die Vier-Ableiter-Schaltung nicht merklich größer als bei der üblichen Anordnung der Ventilableiter zwischen Leiter und Erde.

Zusammenfassung

Es wird eine Anordnung von vier Ventilableitern für den Überspannungsschutz zwischen den Leitern und gegen Erde beschrieben. Die wichtigsten Arbeitswerte dieser Schaltung werden für den Gebrauch in Netzen mit Erdschlußlöschung oder freiem Sternpunkt untersucht. Die Ansprechspannungen sind von der Art der Überspannung abhängig.

Schrifttum

- [1] Greve, A. W.: Ventilableiter für den Überspannungsschutz von Generatoren. Asea-Z. Bd. 2 (1957) S. 23–27.
- [2] Leitsätze für den Schutz elektrischer Anlagen gegen Überspannungen VDE 0675/9. 57., S. 36.
- [3] Huber, A.: Anordnung von Überspannungsableitern zum Schutz von Hochspannungsanlagen. Patentschr. Nr. 184 965 des Österreichischen Patentamtes vom 10. März 1956.

Spannungs- und Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors von Kabeldielektriken

Von Hans Josef Heinemann, Bonn*)

DK 621.315.2.017.143

In einem Kabeldielektrikum ist die elektrische Feldstärke umgekehrt proportional dem Radius. Der Proportionalitätsfaktor enthält außer der angelegten Spannung noch das Verhältnis von äußerem zu innerem Elektrodenradius, so daß der Verlauf der Feldstärke im Dielektrikum auch bei gleicher Größtfeldstärke am Leiter vom Kabelaufbau abhängig ist. Dadurch wird eine vergleichende Betrachtung der Verlustfaktor-Spannungskurven von unterschiedlich aufgebauten Kabeln erschwert. Im folgenden soll eine Möglichkeit gezeigt werden, diesen störenden Einfluß der Aufbau-Kenngrößen zu eliminieren.

Aufgabenstellung

In der Kabeltechnik ist es üblich, die dielektrischen Verluste der Kabelisolierungen zu bestimmen, indem man den Verlustfaktor $\tan \delta$ mit Hilfe einer Schering-Brücke mißt.

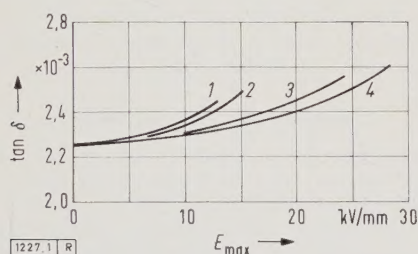


Bild 1. Verlustfaktor $\tan \delta$ von Kabeln verschiedener Abmessungen in Abhängigkeit von der Größtfeldstärke E_{max} .

- | | |
|---------------|----------------|
| 1 Modellkabel | 3 110-kV-Kabel |
| 2 30-kV-Kabel | 4 220-kV-Kabel |

Dabei ist δ der Komplementwinkel des Phasenverschiebungswinkels zwischen Strom und Spannung.

Jede Beurteilung eines aus bestimmten Werkstoffen aufgebauten Dielektrikums bezüglich seiner Verwendungsmöglichkeit als Isolierung für Hoch- und Höchstspannungskabel stützt sich wesentlich auf die Ergebnisse solcher Verlustfaktormessungen. Die Größe des Verlustfaktors bei der Sternspannung U_0 und der Verlauf der Verlustfaktor-Spannungskurve sowie der Verlustfaktor-Temperaturkurve geben Hinweise auf das Verhalten des Kabels im Dauerbetrieb bei wechselnden Betriebsverhältnissen.

Von welcher Bedeutung der Verlustfaktor im Höchstspannungsbereich ist, ersieht man daraus, daß die Größe des

Sie liegen etwas niedriger als bei einer üblichen Ventilableiteranordnung mit gleicher Ventilableiter-Nennspannung zwischen Leiter und Erde. Die Folgeströme wurden für verschiedene ungünstige Betriebsbedingungen ermittelt und als Grundlage für die Bestimmung der höchstzulässigen Betriebsspannung benutzt. Für die Bemessung der Schaltung werden Vorschläge gemacht.

Verlustfaktors der heute üblichen Kabeldielektriken dem Fortschreiten zu noch höheren Spannungen eine vorläufige Grenze setzt; denn mit Spannungen von 400 bis 500 kV beginnt ein Spannungsbereich, in dem wegen der Höhe der dielektrischen Verluste die Übertragung von elektrischer Leistung in technisch und wirtschaftlich befriedigender Weise problematisch wird.

Unabhängig von diesem heute anstehenden großen Problem der Kabeltechnik ist auch im Bereich der bis jetzt mit Kabeln übertragbaren Spannungen größte Sorgfalt bei der Auswahl und Behandlung der Isolierstoffe Papier und Öl und bei der Herstellung der Kabel erforderlich, damit der Verlustfaktor und mithin die dielektrischen Verluste niedrig bleiben. Um dabei alle Möglichkeiten einer Verkleinerung des Verlustfaktors ausnutzen zu können, muß man seine Abhängigkeit von den Eigenschaften der verwendeten Isolierstoffe und von den Fertigungsbedingungen der Kabel genau kennen.

Um diese Kenntnisse zu erlangen, wäre es vorteilhaft, wenn man die Verlustfaktoren von Kabeln eines bestimmten Kabeltyps unabhängig von ihrem geometrischen Aufbau so miteinander vergleichen könnte, daß aus diesem Vergleich Maßzahlen für die dielektrischen Eigenschaften der Dielektriken gewonnen werden könnten. Mit den bisher üblichen Darstellungen für einen solchen Vergleich, bei denen der Verlustfaktor entweder abhängig von der Sternspannung U_0 oder von der Größtfeldstärke aufgetragen wird, ist das nicht möglich. Bild 1 und 2 verdeutlichen das. In Bild 1 zeigen die Kurven 1, 2, 3 und 4 die Verlustfaktoren von vier Olkabeln: eines Modellkabels mit 2 mm Isolierung, eines 30-kV-Kabels, eines 110-kV-Kabels und eines 220-kV-Kabels. Die Kurven enden bei einer Feldstärke, die etwa $2,5 U_0$ entspricht. Es wird weiter unten gezeigt, daß die vier Dielektriken bezüglich des Verlustfaktors völlig gleichwertig sind; die Wahl der Größtfeldstärke am Leiter als Abszissenmaßstab täuscht aber ein unterschiedliches Verhalten vor.

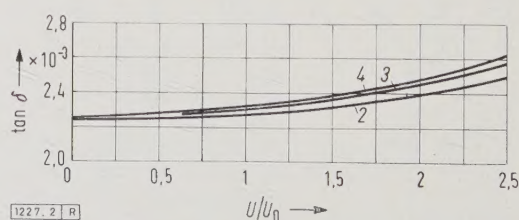


Bild 2. Verlustfaktor von Kabeln verschiedener Abmessungen in Abhängigkeit vom Verhältnis Meßspannung (Leiter-Schirm) U zu Betriebsspannung U_0 . Bezeichnungen wie in Bild 1.

*) Dipl.-Phys. H. J. Heinemann ist wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Versuchsanstalt für Hochspannungstechnik der Felten & Guilleaume Carlsberg AG Köln-Mülheim.

Ein Grund dafür ist, daß die elektrische Feldstärke in einer dünnen Isolierung nicht so stark zwischen Leiter und äußerer Elektrode abfällt, wie das in einer dicken Isolierung der Fall ist. Eine extrem dünne Isolierung wird fast wie ein Plattenkondensator an jedem Punkt mit der gleichen Feldstärke beansprucht, während bei einer dicken Isolierung die äußeren Teile in einem wesentlich schwächeren Feld liegen als die leiternahen Teile der Isolierung. Da der am Kabel gemessene Verlustfaktor aber ein Mittelwert der Verlustfaktoren aller Volumenelemente ist, so wird bei ansteigender Verlustfaktorkurve ein Kabel mit dünner Isolierung einen stärkeren Anstieg — gemessen über der Größtfeldstärke — zeigen als ein Kabel mit dicker Isolierung. Im letzteren Falle wird nämlich der größte Teil des Volumens der Isolierung geringer beansprucht als im ersten Falle.

Aus dem gleichen Grund ist auch die Sternspannung U_0 als Abszissenmaßstab nicht für den beabsichtigten Zweck geeignet. Bei Kabeln gleicher Nennspannung und gleicher Maximalfeldstärke im Betrieb ist außerdem der Feldstärkeverlauf in der Isolierung abhängig von dem Leiterdurchmesser. Die hierdurch hervorgerufenen Unterschiede in den Verlustfaktorkurven, für die weiter unten in Bild 7 ein Beispiel gezeigt wird, können bei Kabeln verschiedener Nennspannung dadurch gemildert oder sogar in ihr Gegenteil umgewandelt werden, daß Kabel mit um so höherer Größtfeldstärke bei U_0 beansprucht werden, je höher die Nennspannung ist. Man erkennt das in Bild 2, dessen Kurven 2, 3 und 4 denjenigen in Bild 1 entsprechen.

Um alle diese, eine vergleichende Betrachtung der Eigenschaften von Kabeldielektriken störenden, Umstände auszuschließen, soll im folgenden ein Verfahren angegeben werden, das es gestattet, aus gemessenen $\tan \delta$ -Spannungskurven die Abhängigkeit des Verlustfaktors eines beliebigen Volumenelementes des Dielektrikums von der Feldstärke, die in ihm herrscht, zu ermitteln. Diese Betrachtung, auf Kabel von verschiedenen Abmessungen angewendet, gestattet dann einen unmittelbaren Vergleich der dielektrischen Eigenschaften ihrer Isolierungen.

Rechenverfahren

Nimmt man zunächst an, daß das gesamte Dielektrikum eines Kabels aus den gleichen Werkstoffen in gleicher Weise gefertigt ist, so gilt für jedes Volumenelement dV der Isolierung die gleiche Abhängigkeit des $\tan \delta$ von der Feldstärke E , nämlich $\tan \delta = \tan \delta(E)$, und diese Funktion ist gesucht und soll aus den $\tan \delta$ -Spannungskurven ermittelt werden. Entwickelt man die Funktion $\tan \delta(E)$ in eine Reihe

$$\tan \delta(E) = \alpha_0 + \alpha_1 E + \alpha_2 E^2 + \dots = \sum \alpha_n E^n, \quad (1)$$

so besteht die Aufgabe darin, aus einer gemessenen $\tan \delta$ -Kurve $\tan \delta = \tan \delta(U)$ die Faktoren α_n zu bestimmen. Diese Faktoren sind dann ein Maß für die dielektrischen Eigenschaften der betrachteten Isolierung.

Bildet man, um den am gesamten Kabel gemessenen $\tan \delta$ zu erhalten, in der üblichen Weise den Mittelwert des $\tan \delta$ der einzelnen Volumenelemente

$$\overline{\tan \delta} = \frac{1}{V} \int_V \tan \delta \, dV, \quad (2)$$

wobei V das Gesamtvolumen der Isolierung ist, so ergibt sich:

$$\overline{\tan \delta} = \sum \alpha_n \overline{E^n} \quad (3)$$

mit

$$\overline{E^n} = \frac{1}{V} \int_V E^n \, dV. \quad (4)$$

$\overline{E^n}$ ist der Mittelwert der n -ten Potenz der Feldstärke in der Isolierung, insbesondere ist \overline{E} die mittlere Feldstärke in der Isolierung. Schreibt man den Integranden in Zylinderkoordinaten und setzt

$$E = \frac{U}{r \cdot \ln \frac{r_a}{r_0}}, \quad (5)$$

wobei r_a der Außenradius, r_0 der Innenradius der Isolierung ist, so wird

$$\overline{E^n} = \frac{1}{V} \int_{r_0}^{r_a} \int_0^L \int_0^{2\pi} \frac{U^n}{r^n \left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^n} r \, d\varphi \, dl \, dr$$

mit L als Gesamtlänge des Kabels. Es ist

$$\overline{E^n} = \frac{2 U^n}{\left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^n (r_a^2 - r_0^2)} \int_{r_0}^{r_a} r^{-n+1} \, dr.$$

Für $n \neq 2$ ergibt sich:

$$\overline{E^n} = \frac{2 U^n (r_a^{-n+2} - r_0^{-n+2})}{\left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^n (r_a^2 - r_0^2) (-n+2)}. \quad (6)$$

Für $n = 2$ ist

$$\overline{E^2} = \frac{2 U^2}{(r_a^2 - r_0^2) \ln \frac{r_a}{r_0}}. \quad (6a)$$

In Gl. (3) eingesetzt:

$$\begin{aligned} \overline{\tan \delta} &= \alpha_0 + \alpha_1 \frac{2 U}{(r_a + r_0) \ln \frac{r_a}{r_0}} + \alpha_2 \frac{2 U^2}{(r_a^2 - r_0^2) \ln \frac{r_a}{r_0}} + \\ &+ \alpha_3 \frac{2 U^3}{\left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^3 (r_0 r_a^2 + r_0^2 r_a)} + \dots = \sum \alpha_n \gamma_n U^n. \end{aligned} \quad (7)$$

Damit ist eine Abhängigkeit von $\tan \delta$ von der Spannung gefunden, die sich in einfacher Weise interpretieren und übersehen läßt. Betrachtet man einen bestimmten Leiterquerschnitt mit konstanter Isolierungsdicke, so stecken die Unterschiede im Verlustfaktorverlauf bei verschiedenen Dielektriken in den Konstanten α_n , die auf Grund ihrer Definition lediglich von den inneren Eigenschaften des Dielektrikums abhängen. Für gleiche Dielektriken sind die α_n dagegen konstant; jetzt ergeben die γ_n eine Variation in der Spannungsabhängigkeit des $\tan \delta$ mit Leiterquerschnitt und Isolierungsdicke.

Ein Ausdruck von der Form der Gl. (7) ist für eine praktische Rechnung nur dann brauchbar, wenn man in dem interessierenden Bereich die Reihe bei der gewünschten Genauigkeit nach den ersten Summengliedern abbrechen kann. Da die Verlustfaktorkurven einen nichtlinearen Verlauf haben, so kann frühestens nach dem Glied mit U^2 abgebrochen werden. Ob diese zweite Näherung ausreicht, den Verlauf der Verlustfaktorkurve mit genügender Genauigkeit anzugeben, kann auf folgende Art untersucht werden:

Die Verlustfaktorkurven einer größeren Anzahl von Kabeln eines bestimmten Kabeltyps, aber mit verschiedenem Aufbau, werden durch

$$\overline{\tan \delta} = \alpha_0 + \alpha_1 \gamma_1 U + \alpha_2 \gamma_2 U^2$$

angenähert und aus jeder Kurve die Konstanten α_0 , α_1 und α_2 bestimmt. Diese α_n -Werte werden im allgemeinen bei den einzelnen Kabeln etwas voneinander abweichen, und zwar einmal, weil die Dielektriken doch untereinander nicht völlig gleich sind — schon wegen der unvermeidlichen Schwankungen in der Fertigung —, zum anderen, weil die Näherung nicht ausreicht. Durch Fortführen der Näherung, also Über-

gang zur dritten oder vierten Näherung, entfällt der letztere Grund der α_n -Streuung. Differieren die α_n -Werte also nach der dritten oder vierten Näherung noch genauso stark wie nach der zweiten, so war die Näherung ausreichend, aber die Dielektriken sind voneinander verschieden. Auf diese Weise läßt sich die Gleichmäßigkeit der Fertigung auch bei Kabeln sehr verschiedener Spannung mit beliebigen Leiterquerschnitten übersehen.

Bestimmt man bei einer großen Anzahl von Kabeln die Faktoren α_n , so kann man den Versuch machen, bestimmte Kenngrößen der Fertigung mit einzelnen α_n in Beziehung zu bringen. Bekannt ist z. B. der Einfluß der Trocknungsvorgänge.

Umgekehrt lassen sich aus bestimmten Forderungen, die an den Verlustfaktor gestellt werden, Grenzwerte für die α_n ableiten. Wählt man als Beispiel die Bedingung, daß die $\tan \delta$ -Differenz eines Ölkabels zwischen der 1,5- und 2-fachen Betriebsspannung einen Wert vom $1,5 \cdot 10^{-3}$ -fachen der Kapazität in $\mu\text{F/km}$ nicht überschreiten darf, so ergibt sich daraus in der zweiten Näherung für α_2 eine obere Grenze, die von α_1 , r_a und r_0 abhängt.

Will man den Verlustfaktor noch über einen Teil des ansteigenden Bereiches hinweg verfolgen, so reicht die zweite Näherung oft nicht aus, und man muß zur dritten Näherung übergehen. Es sind dann vier Faktoren α_0 , α_1 , α_2 und α_3 aus der gemessenen Kurve zu errechnen. In dieser Näherung wird der Anstieg bei höherer Spannung im allgemeinen durch α_3 bestimmt. Hat die Verlustfaktorkurve im ersten Teil einen linearen Verlauf, so ist fast immer $\alpha_2 < 0$, weil

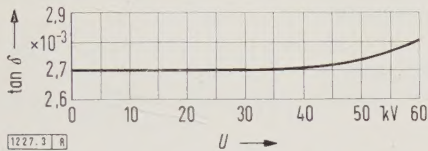


Bild 3. Verlustfaktor eines Ölkabels in Abhängigkeit von der Meßspannung U.

α_0	α_1	α_2	α_3
$2,700 \cdot 10^{-3}$	$0,269 \cdot 10^{-5} \text{ mm kV}^{-1}$	$-1,531 \cdot 10^{-6} \text{ mm}^2 \text{ kV}^{-2}$	$2,100 \cdot 10^{-7} \text{ mm}^3 \text{ kV}^{-3}$

das Glied $\alpha_2 U^2$ das positive Glied $\alpha_3 U^3$ kompensieren muß. Ist die $\tan \delta$ -Kurve dagegen bei sehr niedrigen Spannungen schon gekrümmt, so können alle α_n positiv sein. Der Faktor α_0 ergibt den Wert des $\tan \delta$ im ersten, meist waagrecht verlaufenden Stück der Kurve und bestimmt praktisch den Wert bei U_0 . Die Faktoren α_0 und α_3 legen damit bei normalem Kurvenverlauf im wesentlichen Grundwert und Anstieg des Verlustfaktors fest.

Wie sich die Unterschiede im Kurvenverlauf auf die α_n -Werte bemerkbar machen, zeigen Bild 3 bis 5 am Beispiel von drei 60-kV-Ölkabeln. Als Maßeinheiten werden dabei, wie üblich, für die Spannung Kilovolt und für die Länge Millimeter zugrunde gelegt. Die Kurve in Bild 3 hat ein extrem kleines α_1 . Der Term $\alpha_2 U^2$ kompensiert, weil $|\alpha_2|$ groß ist, die Glieder $\alpha_1 U + \alpha_3 U^3$ bis etwa 40 kV, so daß die Kurve im ersten Teil fast völlig linear und waagrecht verläuft. Nicht ganz linear ist der Kurvenverlauf in Bild 4. Wegen des kleineren $|\alpha_2|$ vermag das Glied $\alpha_2 U^2$ jetzt nicht mehr die beiden positiven Glieder vollständig zu kompensieren, zumal α_1 eine Zehnerpotenz größer ist als in Bild 3. Da α_1 bei niedrigen Spannungen den Kurvenverlauf stärker bestimmt, steigt die Kurve schon sehr frühzeitig an. Die Krümmung bei hohen Spannungen ist dagegen nicht stärker als in Bild 3, weil die α_3 -Werte nahe beieinander liegen.

Ein α_3 in der gleichen Größe hat auch die $\tan \delta$ -Kurve in Bild 5. Hier ist jetzt auch α_2 positiv, so daß die Kurve kein lineares Stück mehr enthält, sondern schon bei niedrigen Spannungen gekrümmt ist. Trotzdem bleibt wegen des niedrigen α_3 -Wertes der Gesamtanstieg des $\tan \delta$ im zulässi-

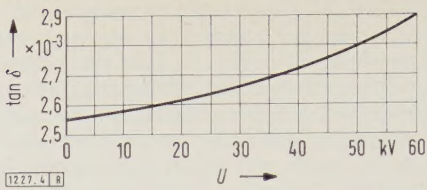


Bild 4. Verlustfaktor eines Ölkabels in Abhängigkeit von der Meßspannung U. Der geometrische Kabelaufbau ist der gleiche wie der des Kabels, dessen Verlustfaktor in Bild 3 graphisch dargestellt ist.

α_0	α_1	α_2	α_3
$2,555 \cdot 10^{-3}$	$1,927 \cdot 10^{-5} \text{ mm kV}^{-1}$	$-0,4379 \cdot 10^{-6} \text{ mm}^2 \text{ kV}^{-2}$	$1,886 \cdot 10^{-7} \text{ mm}^3 \text{ kV}^{-3}$

gen Bereich. Infolge des wieder kleineren α_1 mündet sie fast waagrecht in die Ordinatenachse.

Bild 6 zeigt noch einmal die vier Verlustfaktorkurven aus Bild 1, wobei als Abszissenmaßstab die mittlere Feldstärke $\gamma_1 U$ gewählt wurde. In Tafel 1 sind die α_n -Werte eingetragen, die für Bild 1 zugrundegelegt wurden.

In Bild 6 fallen alle vier Kurven so nahe zusammen, daß sie in der Darstellung nicht mehr getrennt werden können. Völlig identisch sind sie selbst bei identischen Faktoren α_n nicht, denn übereinstimmende Kurven in Bild 6 bedeuten, daß die Koeffizienten einer Entwicklung $\sum c_n E^n$ nach den Potenzen der mittleren Feldstärke übereinstimmen, während die α_n die Koeffizienten der Entwicklung $\sum \alpha_n \cdot E^n$ nach den Mittelwerten der n -ten Potenzen von E sind. E^n ist aber verschieden von E^n .

Trotz dieser Differenz, die eine geringfügige Abweichung in Bild 6 ergibt, die unterhalb der Zeichengenauigkeit liegt,

Tafel 1. Werte der Faktoren α_n gemäß Bild 6.

α -Werte	Modellkabel	30-kV-Kabel	110-kV-Kabel	220-kV-Kabel
$\alpha_1 \text{ mm kV}^{-1}$	$2,90 \cdot 10^{-5}$	$2,02 \cdot 10^{-5}$	$2,02 \cdot 10^{-5}$	$1,90 \cdot 10^{-5}$
$\alpha_2 \text{ mm}^2 \text{ kV}^{-2}$	$-0,41 \cdot 10^{-6}$	$-0,40 \cdot 10^{-6}$	$-0,41 \cdot 10^{-6}$	$-0,40 \cdot 10^{-6}$
$\alpha_3 \text{ mm}^3 \text{ kV}^{-3}$	$0,82 \cdot 10^{-7}$	$0,83 \cdot 10^{-7}$	$0,82 \cdot 10^{-7}$	$0,82 \cdot 10^{-7}$

erweist sich die mittlere Feldstärke als das geeignete Maß, die Verlustfaktoren von Kabeln des gleichen Typs, aber von verschiedenen Abmessungen, miteinander zu vergleichen. Der Meßbereich ist in Bild 6 etwa derselbe wie in Bild 2, denn $E = 15 \text{ kV/mm}$ entspricht bei 220-kV-Kabeln $2,6 U_0$ und bei 110-kV-Kabeln $2,45 U_0$.

Die Faktoren γ_n , die im Falle rotationssymmetrischer Felder leicht zu bestimmen waren, sind für Felder, wie sie in Kabeladern mit Sektorleitern auftreten, nicht mehr in elementarer Weise zu berechnen. Es ist aber möglich, wenigstens angenähert die Veränderung der γ_n beim Übergang vom Rundleiter zum Sektorleiter zu bestimmen. Dazu bildet man die Mittelwerte der einzelnen α_n , die an einer größeren Anzahl Rundleiterkabel gewonnen wurden. Sind die Dielektriken von Rundleiter- und Sektorleiterkabeln aus den gleichen Werkstoffen und in der gleichen Art aufgebaut, so daß α_n (Rundleiter) = α_n (Sektorleiter) gilt, so können auf

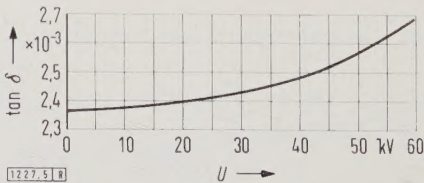


Bild 5. Verlustfaktor eines Ölkabels in Abhängigkeit von der Meßspannung U. Der geometrische Kabelaufbau ist der gleiche wie der des Kabels, dessen Verlustfaktor in Bild 3 graphisch dargestellt ist.

α_0	α_1	α_2	α_3
$2,360 \cdot 10^{-3}$	$0,346 \cdot 10^{-5} \text{ mm kV}^{-1}$	$1,011 \cdot 10^{-6} \text{ mm}^2 \text{ kV}^{-2}$	$1,757 \cdot 10^{-7} \text{ mm}^3 \text{ kV}^{-3}$

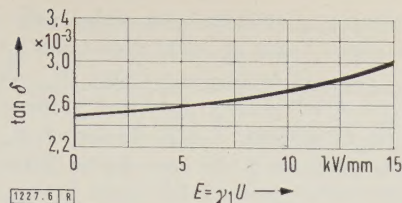


Bild 6. Verlustfaktor von Kabeln verschiedener Abmessungen in Abhängigkeit von der mittleren Feldstärke E .

dieselbe Weise, wie vorher bei bekannten γ_n die α_n , jetzt bei bekannten α_n die γ_n aus den gemessenen $\tan \delta$ -Kurven von Sektorleiterkabeln bestimmt werden.

Aus der Entwicklung der Gl. (7) kann man die Tatsache ablesen, die seit langem bekannt und in Prüfvorschriften für Kabel berücksichtigt worden ist. Man sieht aus Bild 7, daß die Verlustfaktoren von zwei 110-kV-Ölkabeln mit völlig gleichen α_n , die durch die beiden ausgezogenen Kurven dargestellt werden, stark vom Querschnitt und damit von der Kapazität abhängen. Das eine Kabel hat einen Querschnitt von 300 mm², das andere von 95 mm². Die Differenz der $\tan \delta$ -Werte bei einer bestimmten Spannung U ist:

$$(\tan \delta)_{300} - (\tan \delta)_{95} = \alpha_1 [(\gamma_1)_{300} - (\gamma_1)_{95}] U + \alpha_2 [(\gamma_2)_{300} - (\gamma_2)_{95}] U^2 + \dots$$

Man findet nun eine gute Übereinstimmung der beiden $\tan \delta$ -Kurven, wenn man für jede die $\tan \delta$ -Differenz zwischen einer bestimmten Spannung U und der Spannung 0 durch die Kapazität dividiert, wenn man also bildet:

$$\frac{\tan \delta(U) - \tan \delta(0)}{C} = \frac{\Delta \tan \delta}{C}$$

In diesem Falle werden die Kurven annähernd gleich, d. h. es ist:

$$\left(\frac{\Delta \tan \delta}{C} \right)_{300} \approx \left(\frac{\Delta \tan \delta}{C} \right)_{95}$$

oder

$$(\Delta \tan \delta)_{300} \approx (\Delta \tan \delta)_{95} \cdot \frac{C_{300}}{C_{95}}$$

Die gestrichelte Kurve in Bild 7 ist durch Multiplikation der gemessenen $\Delta \tan \delta$ -Werte für 300 mm² mit dem Verhältnis C_{95}/C_{300} entstanden. Man sieht, daß im Sinne einer Prüfvorschrift die Übereinstimmung völlig ausreichend ist. Bildet man mit Hilfe der Gl. (7) $\Delta \tan \delta$, so ergibt sich

$$\begin{aligned} \Delta \tan \delta &= \tan \delta(U) - \tan \delta(0) \\ &= \frac{2 \alpha_1 U}{(r_a + r_0) \ln \frac{r_a}{r_0}} + \frac{2 \alpha_2 U^2}{(r_a^2 - r_0^2) \ln \frac{r_a}{r_0}} + \frac{2 \alpha_3 U^3}{(r_0^2 r_a + r_0 r_a^2) \left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^3} + \dots \end{aligned}$$

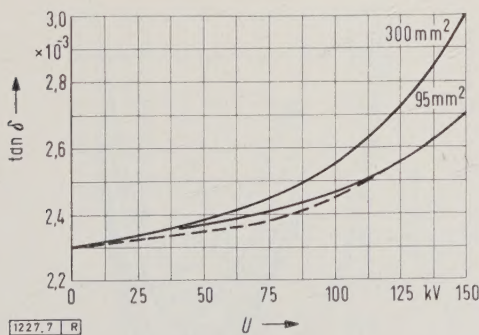


Bild 7. Verlustfaktor von zwei Kabeln gleicher Nennspannung, gleicher Größtelfeldstärke und verschiedenen Querschnitts mit gleichen α_n -Werten der Dielektriken, abhängig von der Meßspannung U . Erläuterungen im Text.

α_0	α_1	α_2	α_3
$2,30 \cdot 10^{-3}$	$2,10 \cdot 10^{-5} \text{ mm kV}^{-1}$	$-2,26 \cdot 10^{-6} \text{ mm}^2 \text{ kV}^{-2}$	$1,89 \cdot 10^{-7} \text{ mm}^3 \text{ kV}^{-3}$

Setzt man $\ln r_a/r_0 = x/C$ mit $x = 2 \pi \epsilon_r \epsilon_0 l$, so wird:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \tan \delta}{C} &\sim f = \\ &= \frac{2}{x} \left\{ \frac{\alpha_1 U}{r_a + r_0} + \frac{\alpha_2 U^2}{(r_a^2 - r_0^2)} + \frac{\alpha_3 U^3}{(r_0^2 r_a + r_0 r_a^2) \left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^2} + \dots \right\} \\ &= \frac{2}{x} \cdot f(C, d), \end{aligned} \quad (8)$$

worin d die Isolierungsdicke bedeutet, wenn man überall r_a und r_0 durch d und C ersetzt.

Bild 8 zeigt die Abhängigkeit von f von der Kapazität für die beiden Ölkabel aus Bild 7 und ein Kabel mit mittlerer Kapazität und gleichen α_n -Werten. Man erkennt, daß f nur sehr schwach von der Kapazität abhängt, auch bei höheren Spannungen. Also auch dort, wo der Verlustfaktor am stärksten ansteigt, ist $\Delta \tan \delta/C$ nahezu konstant bezüglich des Kabelaufbaues. Diese Überlegungen lassen sich mit dem gleichen Ergebnis auf $\tan \delta$ -Differenzen zwischen zwei beliebigen Spannungen U_1 und U_2 übertragen. In den Ausdrücken für $\Delta \tan \delta$ tritt dann nur auf der rechten Seite $U_2^n - U_1^n$ an die Stelle von U^n .

Temperaturabhängigkeit des Dielektrikums

Bisher galten alle Überlegungen für den Fall, daß sich das Dielektrikum auf einheitlicher, konstanter Temperatur T befindet. Gilt diese Voraussetzung nicht mehr, so muß die

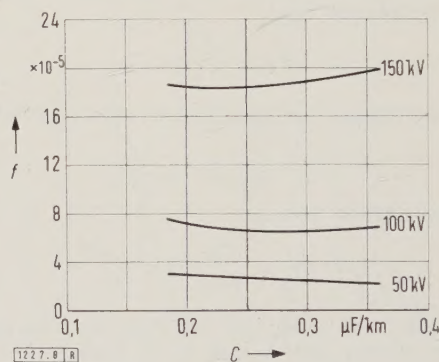


Bild 8. Abhängigkeit von $f \sim \Delta \tan \delta/C$ von der Kapazität C für Ölkabel mit gleichen α_n .

Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors berücksichtigt werden, und man muß für das Volumenelement dV ansetzen:

$$\tan \delta = \tan \delta(E, T).$$

Günstig wäre es, wenn eine Zerlegung in zwei Faktoren zu einer hinreichend genauen Beschreibung der Spannungs- und Temperaturabhängigkeit des $\tan \delta$ führen würde:

$$\begin{aligned} \tan \delta &= f(E) \cdot g(T) \\ &= (\alpha_0 + \alpha_1 E + \alpha_2 E^2 + \dots) (\beta_0 + \beta_1 T + \beta_2 T^2 + \dots) \\ &= \sum \alpha_n \beta_m E^n T^m. \end{aligned} \quad (9)$$

Dabei soll $g(T)$ so normiert werden, daß für eine normale Umgebungstemperatur von 20 °C g bei 20 °C gleich 1 wird.

Mißt man den Verlustfaktor eines Kabels bei konstanter Spannung $U = U_1$ und variabler Temperatur, wobei die Temperatur aber innerhalb der Isolierung konstant ist, also $T \neq T(r)$ ist, so wird

$$\tan \delta = \sum \alpha_n \beta_m \gamma_n U_1^n T^m = \text{const} \sum \beta_m T^m. \quad (9a)$$

Aus der gemessenen $\tan \delta$ -Temperaturkurve lassen sich jetzt die β_m etwa bis zur 3. Näherung bestimmen.

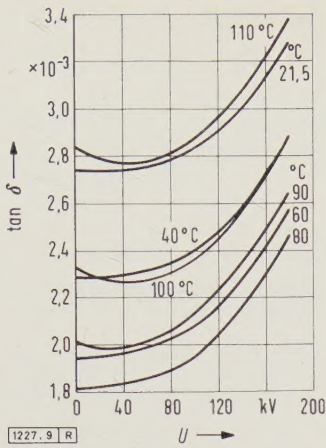


Bild 9. Verlustfaktor eines vom Mantel geheizten 110-kV-Ölkabels in Abhängigkeit von der Meßspannung U .

Ist die Temperatur innerhalb der Isolierung nicht konstant, sondern wird das Kabel vom Leiter her geheizt, so wird

$$T = A + B \cdot \ln r/r_1 \tag{10}$$

wobei r_1 den Einheitsradius bedeutet. Für den Wärmestrom Φ durch eine Zylinderfläche von der Größe 1 gilt: $\Phi = -\lambda \text{ grad } T = -\lambda B/r$ mit λ als Wärmeleitfähigkeit des Dielektrikums. Der Gesamtwärmefluß durch eine Zylinderfläche vom Radius r und der Länge 1 ist: $2\pi r \Phi = 2\pi(-\lambda B)$ und ist im stationären Fall gleich der im Leiter je Längeneinheit und je Zeiteinheit erzeugten Wärmemenge $Q_0 = 2\pi r \Phi$. Hieraus folgt:

$$B = -\frac{Q_0}{2\pi\lambda}$$

Mit T_L als Temperatur unmittelbar am Leiter ($r = r_0$) erhält man

$$T_L = A + B \ln(r_0/r_1)$$

Mithin geht Gl. (10) über in

$$T = T_L - \frac{Q_0}{2\pi\lambda} \ln(r/r_0)$$

Setzt man T in Gl. (9) für $\tan \delta$ ein und bezeichnet die Konstanten wieder mit A und B , so wird:

$$\tan \delta = \sum \alpha_n \beta_m \cdot \frac{U^n}{r^n \left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^n} \cdot (A + B \ln r/r_1)^m \tag{11}$$

und

$$\begin{aligned} \overline{\tan \delta} &= \frac{1}{V} \sum \alpha_n \beta_m \cdot \frac{U^n}{\left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^n} \cdot \int_V \frac{(A + B \ln r/r_1)^m}{r^n} dV \\ &= \frac{2}{r_a^2 - r_0^2} \sum \alpha_n \beta_m \cdot \frac{U^n}{\left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^n} \cdot \left\{ \frac{r_a^{2-n}}{2-n} [(A + B \ln r_a)^m - \right. \\ &\quad - \frac{mB}{2-n} (A + B \ln r_a)^{m-1} + \\ &\quad + \frac{m(m-1) \cdot B^2}{(2-n)^2} (A + B \ln r_a)^{m-2} - \dots] - \\ &\quad - \frac{r_0^{2-n}}{2-n} \cdot [(A + B \ln r_0)^m - \frac{mB}{2-n} (A + B \ln r_0)^{m-1} + \\ &\quad + \frac{m(m-1) B^2}{(2-n)^2} \cdot (A + B \ln r_0)^{m-2} - \dots] \Big\} + \\ &\quad + \frac{2\alpha_2 U^2}{(r_a^2 - r_0^2) \cdot \left(\ln \frac{r_a}{r_0} \right)^2} \cdot B \sum \beta_m [(A + B \ln r_a)^{m+1} - \\ &\quad - (A + B \ln r_0)^{m+1}] = \sum \alpha_n \beta_m \gamma_{nm} U^n \end{aligned} \tag{12}$$

Die Faktoren γ_{nm} hängen jetzt außer vom Aufbau des Kabels, also von r_a , r_0 , auch noch von T_L und Q_0 ab oder von T_L und der Manteltemperatur T_M , wenn man Q_0 mittels $T_M = A + B \cdot \ln(r_a/r_0)$ durch T_M ersetzt. Mit Hilfe von Gl. (12) ist es möglich, die Koeffizienten β_m auch dann zu bestimmen, wenn das Kabel vom Leiter geheizt wird. Bei konstanter Spannung geht Gl. (12) über in

$$\overline{\tan \delta} = \sum C_n \gamma_{nm} \beta_m$$

Da die γ_{nm} Funktionen von r_a , r_0 , Q_0 und T_L sind, kann man diese Reihe nach Potenzen der Leitungstemperatur T_L ordnen und erhält

$$\overline{\tan \delta} = \sum \varrho_m T_L^m$$

wobei die Koeffizienten ϱ_m von der Spannung, den Aufbau- und den Faktoren β_n abhängen. Trägt man den gemessenen $\overline{\tan \delta}$ abhängig von T_L auf, so lassen sich die ϱ_m aus der Kurve ermitteln und daraus die β_m bestimmen.

Der Ansatz $\tan \delta = f(E) \cdot x g(T)$ ermöglicht in der n -ten Näherung die Beschreibung der Spannungs- und Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors durch die $(2n+2)$ Konstanten α_n und β_n . Daß dieser Ansatz von sehr begrenzter Gültigkeit ist, sieht man daraus, daß für eine Temperatur T_1 mit $g(T_1) = p$ der Verlustfaktor für jede Spannung p -mal so hoch sein müßte als für $T = 20^\circ\text{C}$ bei der gleichen Spannung. Das ist, wie weiter unten gezeigt wird, für übliche Höchstspannungs-Kabelisolierungen nicht der Fall.

Man muß daher allgemeingültiger ansetzen:

$$\begin{aligned} \tan \delta &= \tan \delta(E, T) = \alpha_0 T + \alpha_1(T) E + \\ &\quad + \alpha_2(T) E^2 + \dots = \sum \alpha_n(T) E^n \end{aligned} \tag{13}$$

d.h. einen Ansatz der Form nach Gl. (1) wählen, aber mit temperaturabhängigen Koeffizienten α_n . Diese Temperaturabhängigkeit läßt sich dann in der Form schreiben:

$$\alpha_n = \sum \alpha_{nm} T^m, \text{ womit sich } \tan \delta = \sum \alpha_{nm} E^n T^m \tag{13a}$$

ergibt und man

$$\overline{\tan \delta} = \sum \alpha_{nm} \gamma_{nm} U^n \tag{14}$$

erhält. Die γ_{nm} sind die gleichen wie vorher, aber an Stelle der Produkte $\alpha_n \beta_n$ treten jetzt die α_{nm} . Die n -te Näherung enthält damit statt bisher $(2n+2)$ jetzt $(n+1)^2$ Konstanten, für $n=3$ also 16 statt 8. Ist die Temperatur innerhalb der Isolierung konstant, so ergibt die Volumenintegration von Gl. (13a):

$$\overline{\tan \delta} = \sum \alpha_{nm} \gamma_n U^n T^m = \sum \alpha_n(T) \gamma_n U^n \tag{14a}$$

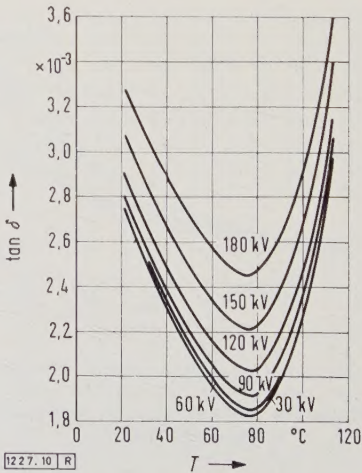


Bild 10. Verlustfaktor eines vom Mantel geheizten 110-kV-Ölkabels in Abhängigkeit von der Temperatur T .

Tafel 2. Aus Bild 12 ermittelte Werte der Faktoren α_{nm} .

$m \backslash n$	0	1	2	3
0	$2,79 \cdot 10^{-3}$	$7,80 \cdot 10^{-6}$	$1,95 \cdot 10^{-7}$	$2,55 \cdot 10^{-9}$
1	$4,00 \cdot 10^{-8}$	$-1,10 \cdot 10^{-6}$	$8,37 \cdot 10^{-8}$	$2,55 \cdot 10^{-9}$
2	$-6,44 \cdot 10^{-7}$	$2,95 \cdot 10^{-8}$	$2,73 \cdot 10^{-9}$	$2,31 \cdot 10^{-11}$
3	$5,74 \cdot 10^{-9}$	$-2,14 \cdot 10^{-11}$	$2,05 \cdot 10^{-11}$	$-3,80 \cdot 10^{-13}$

Beispiele

Ob der Ansatz in Gl. (9) ausreicht, das Verlustfaktorverhalten von Hochspannungskabeln zu beschreiben oder ob der allgemeinere Ausdruck nach Gl. (13) angesetzt werden muß, soll an einem Beispiel untersucht werden.

Bild 9 zeigt die Verlustfaktorkurven eines 110-kV-Ölkabels bei verschiedenen Temperaturen in Abhängigkeit von der Spannung. Geheizt wurde dabei vom Mantel aus, so daß das gesamte Dielektrikum gleiche Temperatur hatte. Es war $\gamma_1 = 9,11 \cdot 10^{-2} \text{ mm}^{-1}$, $\gamma_2 = 8,70 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^{-2}$, $\gamma_3 = 8,73 \cdot 10^{-4} \text{ mm}^{-3}$. In Bild 10 sind für die Kurven aus Bild 9 der Parameter und Abszissenmaßstab vertauscht.

Aus Bild 9 (Kurve 21,5 °C) werden bei Vernachlässigung der Temperaturdifferenz von 1,5 °C gegen den Sollwert von 20 °C die α_n -Werte aus $\tan \delta = \sum \alpha_n \gamma_n U^n$ bestimmt. Es ist $\alpha_0 = 2,54 \cdot 10^{-3}$, $\alpha_1 = 0,656 \cdot 10^{-6} \text{ mm kV}^{-1}$, $\alpha_2 = -0,5385 \cdot 10^{-6} \text{ mm}^2 \text{ kV}^{-2}$, $\alpha_3 = 1,461 \cdot 10^{-7} \text{ mm}^3 \text{ kV}^{-3}$ für den Spannungs- bereich von $U = 0$ bis $U = 120 \text{ kV}$ entsprechend etwa $2 U_0$. Die Faktoren β_n werden aus Bild 10 bestimmt. Setzt man für eine konstante Spannung in Gl. (9 a) die gefundenen α_n ein, so ergibt sich z.B. für die 60-kV-Kurve: $\beta_0 = 1,238$, $\beta_1 = -0,600 \cdot 10^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, $\beta_2 = -1,517 \cdot 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$, $\beta_3 = 1,713 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-3}$.

Falls der Ansatz in Gl. (9) richtig ist, müssen alle Verlustfaktorkurven in Bild 9 und 10 durch die Faktoren α_n und β_n richtig beschrieben werden. Rechnet man mittels Gl. (9 a) mit den gefundenen β_n -Werten die Verlustfaktorkurve für 120 kV in Abhängigkeit von der Temperatur aus, so ergibt sich Kurve 2 in Bild 11. Kurve 1 gibt den gemessenen Verlustfaktorverlauf aus Bild 10 wieder. Die beiden Kurven weichen erheblich voneinander ab, der Ansatz nach Gl. (9) ist also nicht ausreichend.

Zur Ermittlung der Konstanten α_{nm} , die sich aus dem Ansatz nach Gl. (13) ergeben, werden für alle Kurven aus Bild 9 gemäß Gl. (14 a)

$$\tan \delta = \sum \alpha_n(T) \gamma_n U^n$$

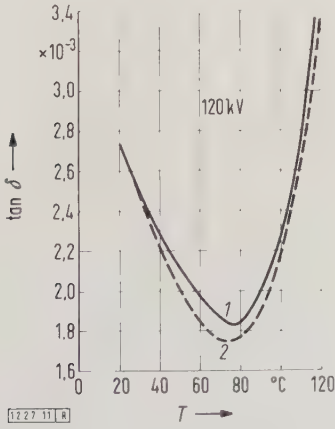


Bild 11. Vergleich zwischen gemessener und berechneter Verlustfaktorkurve entsprechend Bild 10.

1 gemessen 2 aus den β_n -Werten der 60-kV-Kurve berechnet

die α_n für die verschiedenen Temperaturen bestimmt. Ihre Abhängigkeit von der Temperatur ist in Bild 12 aufgetragen. Mit Hilfe von $\alpha_n = \sum \alpha_{nm} T^m$ ergeben sich dann die Werte in Tafel 2, wobei der Übersichtlichkeit halber die zu jedem Faktor α_{nm} gehörige Dimension $\text{mm}^n \text{ kV}^{-n} \text{ }^\circ\text{C}^{-m}$ nicht mit angegeben wurde.

Die 16 Koeffizienten α_{nm} beschreiben in guter Annäherung das Verlustfaktorverhalten des vorliegenden Ölkabels in Abhängigkeit von Spannung und Temperatur in den Bereichen $0 \leq U \leq 120 \text{ kV}$ und $10 \text{ }^\circ\text{C} \leq T \leq 110 \text{ }^\circ\text{C}$.

Schlußbetrachtungen

Mit Hilfe der mittleren Feldstärke E als Abszissenmaßstab ergeben sich Verlustfaktorkurven, die selbst bei beliebigen Kabelabmessungen nur dann unterschiedlichen Verlauf haben, wenn die inneren Eigenschaften der Kabel voneinander verschieden sind. Diese Unterschiede in den Dielektriken bei verschiedenen Temperaturen kommen in den Temperaturkurven der Faktoren α_n zum Ausdruck. Man wird annehmen können, daß sich Abänderungen in den ein-

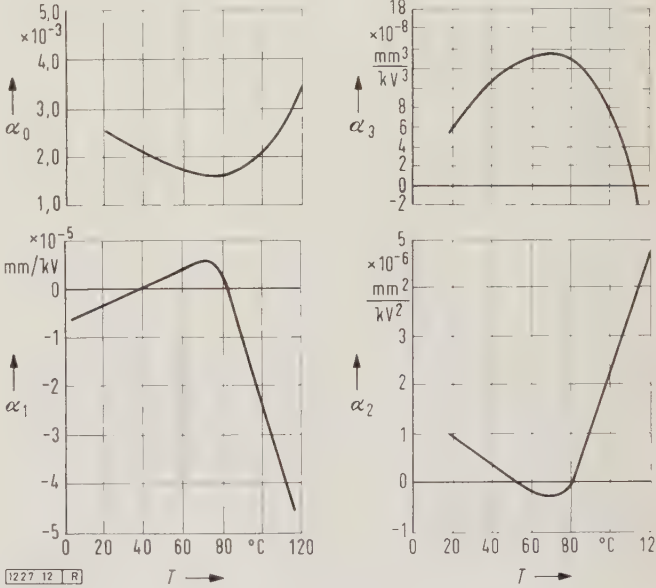


Bild 12. α_n -Werte eines 110-kV-Ölkabels, ermittelt aus Bild 9.

zelnen Fertigungsbedingungen der Kabel oder den verwendeten Werkstoffen in unterschiedlicher Weise in den α_n -Temperaturkurven bemerkbar machen, so daß sich hier die Möglichkeit eröffnet, bei Kabeln mit zu hohem oder zu stark ansteigendem Verlustfaktor aus der Art der α_n -Kurven auf die Ursache der Verschlechterung des Verlustfaktors zu schließen, sofern die Abhängigkeit der α_n -Kurven von den verschiedenen Fertigungsbedingungen erst einmal erkannt ist.

Zusammenfassung

In der Arbeit wird eine Reihenentwicklung des Verlustfaktors von Kabeldielektriken nach Potenzen der Spannung angegeben, bei dem jeder Koeffizient in zwei Faktoren zerlegt werden kann. Der eine der beiden Faktoren hängt nur von den geometrischen Abmessungen des Kabels, der andere nur von den inneren Eigenschaften des Dielektrikums ab. Diese Eigenschaftsfaktoren werden ihrerseits nach Potenzen der Temperatur entwickelt. Dadurch erhält man eine Reihe von Koeffizienten, durch die für jedes beliebige Volumenelement der Isolierung die Abhängigkeit des Verlustfaktors von der Feldstärke und der Temperatur beschrieben wird. Als Beispiel werden für ein 110-kV-Ölkabel solche Koeffizienten aus gemessenen $\tan \delta$ -Kurven ermittelt.

Verhalten des Wechselstromlichtbogens bei Niederspannungs-Schaltgeräten

Von Otto Loh, Neuß am Rhein*)

DK 621.316.542.027.26.064.24

Bisherige Erkenntnisse

Bereits früher waren einige Berechnungen [1] unter der Annahme durchgeführt worden, daß bei Wechselstromlichtbögen der Niederspannungs-Schaltgeräte ohne Lichtbogenblasung in den meisten Fällen nach dem Stromnulldurchgang der stark ionisierte Lichtbogenkanal zwischen den Kontaktstücken vom Strom weiter benutzt wird. Im Augenblick des Stromnulldurchganges geschieht somit lediglich eine Transportumkehr der Ladungsträger mit einem gegenseitigen Vertauschen von Anode und Kathode. Es gelang, den periodischen Verlauf des Wechselstromes bei brennendem Lichtbogen zu beschreiben und zu berechnen.

In einer Arbeit von Schmitt [2] ist besonders auf den Einfluß der Lichtbogendynamik eingegangen worden. Die dort abgeleitete Gleichung 1 gibt das Verhalten des Lichtbogens in allgemeiner Form wieder. Die Verwendung der von O. Mayr [3 bis 5] angegebenen statischen Kennlinie $U_s(I)/I = \text{const} = R_0$ beeinflusst aber die Allgemeingültigkeit, weil diese Gleichung die statische Kennlinie nur in unmittelbarer Umgebung des Stromnulldurchganges wiedergibt und dadurch keine Beschreibung des periodischen Stromes bei brennendem Lichtbogen möglich ist. Allgemein wurde aber auch bei diesen Untersuchungen zugrunde gelegt, daß der „Wiederzündvorgang“ durch die thermische Wiederbelebung der Lichtbogensäule zustande kommt. Es wurden aber ausdrücklich Einschränkungen über die Anwendbarkeit dieser Betrachtungen bei Niederspannungs-Schaltgeräten gemacht, weil hier das Auftreten thermischer Wiederzündungen angezweifelt wurde.

In der Zwischenzeit ist eine weitere Betrachtung über das Abklingen der Lichtbögen [6] erschienen, in der darauf hingewiesen wurde, daß bei schwach gebundenen Molekülen, wie z. B. O_2 , S_2 , sich bereits bei niedrigen Strömen ein schmaler, heißer Kern bildet, der sich nach der Stromunterbrechung sehr schnell abkühlt. Ein Weiterbrennen des Lichtbogens nach dem Stromnulldurchgang kann nach Kesselring [7] vermieden werden, wenn die Elektronendichte im Plasma kleiner als $n_e = 10^9 \text{ cm}^{-3}$ ist, entsprechend einer Löschtemperatur von rd. 3000°K . Als gute Löschgase haben sich in diesem Zusammenhang z. B. SF_6 und SeF_6 bewährt, bei denen alle Dissoziationsprozesse unterhalb der Löschtemperatur stattfinden.

In einer Arbeit von Bergold [8] wird darauf hingewiesen, daß bei unsymmetrischen Kontakten (Kupfer-Homogenkohle) infolge der Stromrichtungsumkehr nach dem Stromnulldurchgang unterschiedlich hohe Zündspannungen zum Durchschlagen der „Sofortverfestigungszone“ in Kathodenähe erforderlich sind. Auf die Abhängigkeit der Zündspannung vom Elektrodenwerkstoff ist auch schon an anderer Stelle wiederholt hingewiesen worden [9]. Untersuchungen über den Einfluß der Oberflächenbehandlung von Löschblechen auf den Lichtbogen wurden von Burkhard [10] durchgeführt.

Die bei Bergold außerdem beschriebene Beobachtung, daß die Zündspannung bei höheren Strömen sinkt und in dem beobachteten Fall bei 400 A bis 500 A auf ein nahezu gleichmäßiges Spektrum zwischen 40 V und 350 V verteilt ist, deutet darauf hin, daß die Zündspannung infolge der begrenzten Wärmekapazität der Schaltstücke herabgesetzt wurde. Die angegebenen Zahlenwerte dürften konstruktionsabhängig sein.

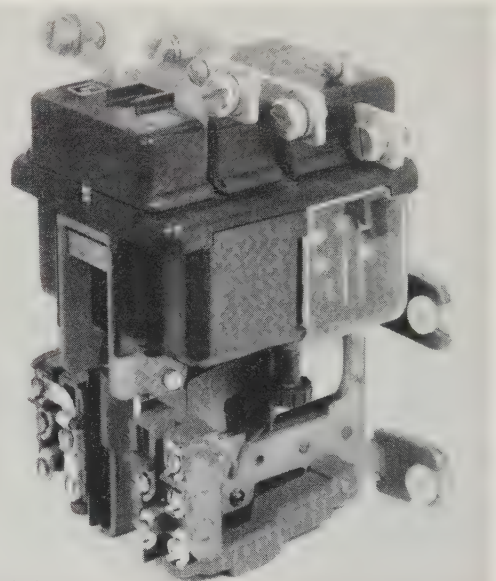
Versuchsaufgabe

Um zu zeigen, daß trotz der unterschiedlichen Zonen im Gasentladungskanal der Niederspannungs-Schaltgeräte in

der Regel die Wiederzündvorgänge durch thermische Wiederbelebung der Lichtbogensäule zustande kommen, wurden Abschaltvorgänge verschiedener Gerätebauformen mit einer Fastax-Zeitdehnerkamera WF-14 aufgenommen. Durch die große zeitliche Dehnung infolge der hohen Aufnahmegeschwindigkeit von etwa 15 000 Bildern je Sekunde lassen sich die Vorgänge beim Stromnulldurchgang besser beobachten. Gleichzeitig wurden bei jeder Abschaltung der Strom und die Lichtbogenspannung oszillographiert.

Die Vorgänge beim Stromnulldurchgang

Unmittelbar vor den Elektroden tritt bei Stromnulldurchgängen eine Sofortverfestigung der Bogenstrecke ein [11]. Aber auch der restliche Gasentladungskanal verfestigt sich durch Deionisierung infolge Abkühlung [12]. Wird in beiden Fällen die Löschtemperatur nicht unterschritten, so kehrt sich nur die Transportrichtung der Ladungsträger des Gasentladungskanals um. In diesem Fall tritt keine nennenswerte Zündspannungsspitze auf, weil der Lichtbogen wegen der Abkühlung im Bereich des Stromnulldurchganges wieder aufgeheizt werden muß, damit der



1388.1 Kt

Bild 1. Niederspannungs-Schaltgerät Typ A. Außenwand der Funkenkammer auf der Netzseite an der zweifach unterbrechenden Trennstelle durch eine Plexiglasscheibe ersetzt.

Kanal seine Leitfähigkeit wieder erlangt. Anders ist es hingegen, wenn die Abkühlung in den Zonen unmittelbar vor den Elektroden schon soweit fortgeschritten ist, daß mit Hilfe eines elektrostatischen Durchschlages die Leitfähigkeit des Gesamtlichtbogens wieder hergestellt werden kann oder sogar durch zu starke Abkühlung der gesamten Lichtbogenstrecke eine völlige Neuzündung erforderlich ist. In diesen Fällen müßte mit dem Auftreten einer wiederkehrenden Spannung bis zu einigen hundert Volt gerechnet werden. An Hand der Höhe der auftretenden Zündspannung läßt sich somit erkennen, wie weit die Deionisierung schon fortgeschritten war. Die Filmaufnahmen lassen gleichzeitig erkennen, ob der bisherige Gasentladungskanal nach dem Stromrichtungswechsel wieder benutzt wird, oder ob infolge einer Deionisierung der Bogenstrecke eine Neuzündung über einen anderen Weg eintritt.

Die nachfolgenden Tafeln enthalten alle Aufnahmen der hier erwähnten Gerätetypen, aus räumlichen Gründen konnten jedoch nur einige Abbildungen als Musterbeispiele gebracht werden.

*) Dr. phil. O. Loh ist Leiter der Versuchsabteilung der Klöckner-Moeller GmbH, Bonn.

Die Anschaulichkeit ist leider auf den Schwarzweiß-Bildern bei weitem geringer als auf den farbigen Originalfilmen, auf denen man die unterschiedlichen Färbungen von Kathodenfall und Bogensäule bereits unmittelbar nach der Stromrichtungsumkehr gut unterscheiden kann.

Ergebnisse der Abschaltversuche

Die in den Tafeln angegebenen Versuchsergebnisse wurden bei einer Spannung ermittelt, die um 10 % höher als die errechneten Spannungswerte war.

Schaltgerät Typ A

Nennleistung 35/45 kW bei 380/500 V; Schaltstücke aus Silber

An diesem Gerät (Bild 1) war auf der Netzseite an der zweifach unterbrechenden Trennstelle R-U die Außenwand der Funkenkammer durch eine Plexiglasscheibe ersetzt worden. Die Kühlbleche waren, soweit sie auf dieser Seite liegen und die optische Beobachtung behindert hätten, entfernt worden. Die Ergebnisse sind in Tafel 1 zusammengestellt.

Bei der Aufnahme Nr. 145 B wurde das zweifach unterbrechende Schaltgerät zwischen Außenleiter und Sternpunkt angeschlossen. Im metallisch geschlossenen Stromkreis floß



Bild 2. Oszillogramm und Filmaufnahmen des Abschaltvorganges beim Schaltgerät Typ A.

- a) Kontaktausbildung,
 b) Oszillogramm des Stromes und der Spannung; Zeitmarke 500 Hz,
 c) Filmaufnahme des Stromnulldurchgangs, zeitlicher Abstand zwischen je 2 Bildern $\approx 6,1 \cdot 10^{-5}$ s,
 d) Filmaufnahme des Lichtbogens, zeitlicher Abstand zwischen je 2 Bildern $\approx 6,1 \cdot 10^{-5}$ s.

Elektrische Werte: $U = 380$ V, $I = 250$ A, $\cos \varphi \approx 0,4$; metallisch geschlossener Stromkreis, einphasige Abschaltung.

ein Strom $I = 540$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ und einer Spannung $U = 317$ V. Bei dieser Belastung kam es zu keinem Stromnulldurchgang.

Bei der Aufnahme Nr. 139 B wurde die Spannung auf $U = 380$ V gesteigert und gleichzeitig der Strom auf 250 A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ im metallisch geschlossenen Stromkreis verkleinert. Es fand ein Stromnulldurchgang statt. Nach diesem wurde der bisherige Gasentladungskanal vom Strom wieder benutzt.

Eine zweite Aufnahme Nr. 140 A — unter den gleichen Bedingungen aufgenommen — zeigte wiederum einen Stromnulldurchgang (Bild 2) mit den gleichen Erscheinungen. Hierbei ist besonders erwähnenswert, daß der Lichtbogen an der linken Trennstelle zwischen den äußersten

Tafel 1. Abgeschaltete Ströme und Spannungen bei $\cos \varphi \approx 0,4$ des Schaltgerätes Typ A.

Bild Nr.	Aufnahme Nr.	U V	I A	Zahl der Stromnulldurchgänge	Anschluß, Abänderungen und besondere Eigenarten des Schaltgerätes
2	145 B	346	550	0	Phase gegen Sternpunkt, Kühlbleche auf Sichtseite entfernt
	139 B	404	256	1	Kühlbleche auf Sichtseite entfernt
	140 A	390	242	1	Kühlbleche auf Sichtseite entfernt
	143 A	396	242	1	Kühlbleche auf Sichtseite entfernt
	146 A	438	585	1	Kühlbleche auf Sichtseite entfernt

Kanten der einzelnen Schaltstücke und dem Blech brannte. Im Zwischenraum floß der Strom über das Kühlblech. Diese Aufteilung bleibt nach dem Stromnulldurchgang erhalten. Unter den gleichen Verhältnissen konnte bei der dritten Aufnahme (Nr. 143 A) nochmals ein Stromnulldurchgang nachgewiesen werden. Auch hierbei benutzte der Lichtbogen nach dem Durchgang des Stromes durch Null den bisherigen Gasentladungskanal.

Bei der Aufnahme Nr. 146 A wurde die Spannung auf $U = 430$ V gesteigert, und der Strom stieg auf $I = 540$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ an. Es wurde ein Stromnulldurchgang festgestellt, nachdem auch in diesem Fall der Lichtbogen den bisherigen Gasentladungskanal wieder verwendet hatte.

Schaltgerät Typ B

Nennleistung 64/85 kW bei 380/500 V; Schaltstücke aus Silber-Kadmiumoxyd (Ag/CdO)

Bei diesem Gerät war — wie beim Typ A — auf der Netzseite die Außenwand der Funkenkammer an der zweifach unterbrechenden Trennstelle R-U entfernt und durch eine Plexiglasscheibe ersetzt worden. Außerdem wurden die Kühlbleche auf der Beobachtungsseite entfernt. In Tafel 2 sind die Auswertungen zusammengestellt.

Die Aufnahme Nr. 145 A zeigt bei einphasiger Belastung zwischen Außenleiter und Sternpunkt — in einem metallisch geschlossenen Stromkreis mit dem Strom $I = 780$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ und einer Spannung $U = 317$ V — einen Stromnulldurchgang. Danach wurde auch wieder der bisherige Lichtbogenkanal vom Strom benutzt.

Bei der Aufnahme Nr. 146 B betrug die Stromstärke im metallisch geschlossenen Kreis $I = 740$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$. Die Spannung war auf $U = 430$ V erhöht worden. Es ergaben sich zwei Stromnulldurchgänge, bei denen stets wieder der bisherige Gasentladungskanal nach dem Stromnulldurchgang vom Strom benutzt wurde. Beim zweiten Stromnulldurchgang war an der rechten Unterbrecherstelle der Lichtbogen sowohl vom oberen als auch vom unteren Schaltstück unmittelbar zum Kühlblech herübergewandert. Zwischen diesen beiden Fußpunkten floß der Strom durch die metallische Strombahn des Kühlbleches.

Bei der Aufnahme Nr. 142 B wurde die Spannung auf $U = 500$ V erhöht. In diesem Fall betrug der Strom $I = 350$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$. Es ergaben sich drei Stromnulldurchgänge, bei denen auch wieder nach dem Stromnulldurchgang der bisherige Gasentladungskanal vom Strom benutzt wurde. Besonders interessant ist hierbei der dritte Stromnulldurch-

Tafel 2. Abgeschaltete Ströme und Spannungen bei $\cos \varphi \approx 0,4$ des Schaltgerätes Typ B.

Bild Nr.	Aufnahme Nr.	U V	I A	Zahl der Stromnulldurchgänge	Anschluß, Abänderungen und besondere Eigenarten des Schaltgerätes
—	145 A	346	695	1	Phase gegen Sternpunkt, Kühlbleche auf Sichtseite entfernt
	146 B	439	715	2	Kühlbleche auf Sichtseite entfernt
	142 B	530	354	3	Kühlbleche auf Sichtseite entfernt
	144 B	530	322	3	Kühlbleche auf Sichtseite entfernt

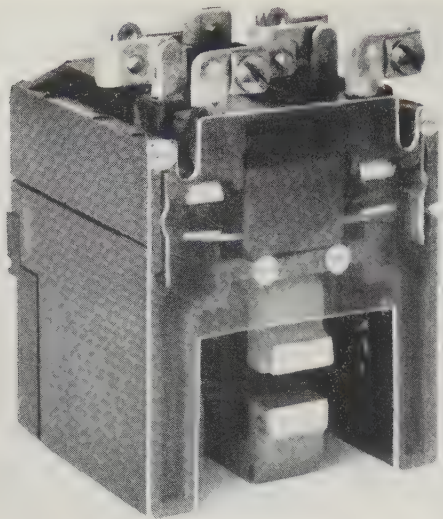


Bild 3. Niederspannungs-Schaltgerät Typ C. Der vordere Preßstoffrand ist durch eine Plexiglasscheibe ersetzt.

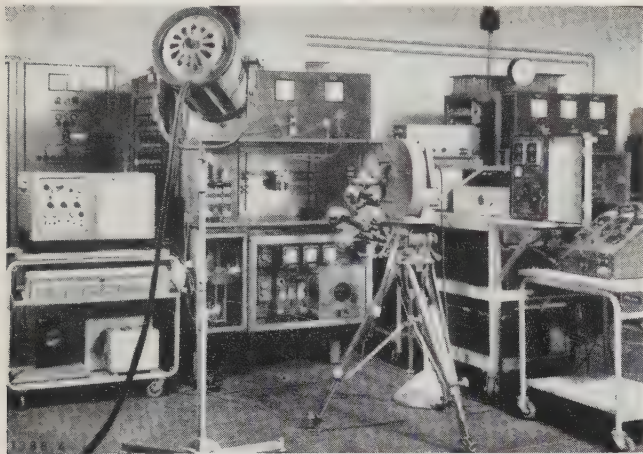


Bild 4. Gesamtanordnung zur photographischen und oszillographischen Aufnahme der Abschaltvorgänge am Schaltgerät Typ C.

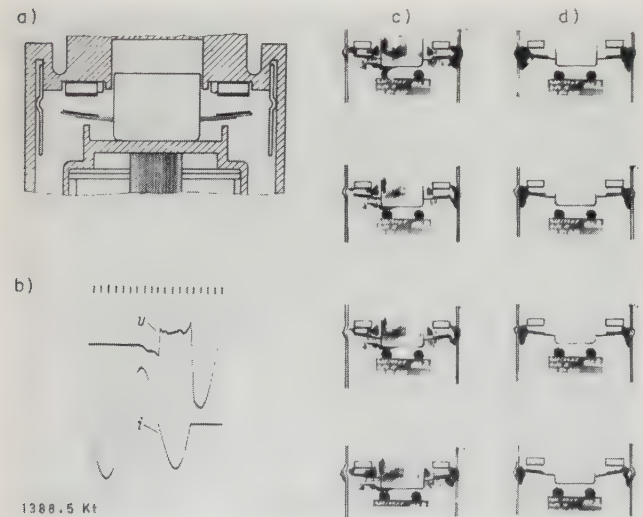


Bild 5. Oszillogramm und Filmaufnahme des Abschaltvorganges beim Schaltgerät Typ C.

- a) Kontaktausbildung,
- b) Oszillogramm des Stromes und der Spannung; Zeitmarke 500 Hz,
- c) Filmaufnahme des Stromnulldurchganges, zeitlicher Abstand zwischen je 2 Bildern $\approx 6,8 \cdot 10^{-5}$ s,
- d) Filmaufnahme des Lichtbogens, zeitlicher Abstand zwischen je 2 Bildern $\approx 6,8 \cdot 10^{-5}$ s.

Elektrische Werte: $U = 440$ V, $I = 486$ A, $\cos \varphi \approx 0,37$; metallisch geschlossener Stromkreis, einphasige Abschaltung.

gang, weil der Lichtbogen an den linken Schaltstücken auf deren Unterseite gewandert war und zwischen dieser und den Löschblechen brannte. Diese Aufnahme wurde als Nr. 144 B wiederholt. Auch hierbei zeigten sich die gleichen Erscheinungen.

Schaltgerät Typ C

Nennleistung 22 kW bei 380/500 V, Schaltstücke aus Silber

An diesem Schütz war die vordere Preßstoffwand beseitigt und durch eine Plexiglasscheibe ersetzt worden (Bild 3). Auf Bild 4 ist die Gesamtanordnung zur photographischen und oszillographischen Aufnahme der zu untersuchenden Schaltgeräte zu sehen. Das Schaltgerät wurde einphasig abgeschaltet bei einem Strom von $I = 486$ A, $\cos \varphi \approx 0,37$ und einer Spannung $U = 440$ V. Bild 5 (Aufnahme Nr. 147 B) zeigt einen Stromnulldurchgang, bei dem ebenfalls der bisherige Entladungskanal wieder vom Strom benutzt wird. Während bisher der Lichtbogen an der rechten Unterbrechungsstelle unmittelbar zwischen den Schaltstücken brannte, bildeten sich links wieder zwei Fußpunkte zu den Löschblechen aus.

Schaltgerät Typ D

Nennleistung 24/40/50 kW bei 220/380/500 V, Schaltstücke aus Kupfer

Bild 6 zeigt das Schaltgerät Typ D, ein einpoliges Drehstromschütz alter Ausführung mit Magnetblasung. Da der Einblick in den Zwischenraum zwischen dem beweglichen und festen Schaltstück verdeckt wurde, war eine

Tafel 3. Abgeschaltete Ströme und Spannungen bei $\cos \varphi \approx 0,4$ des Schaltgerätes Typ D.

Bild Nr.	Aufnahme Nr.	U V	I A	Zahl der Stromnulldurchgänge	Anschluß, Abänderungen und besondere Eigenarten des Schaltgerätes
7	137 A	256	153	4	ohne Funkenkammer, ohne magnetische Blasung
	136 B	256	160	2	mit Funkenkammer, ohne magnetische Blasung
	137 B	435	277	4	
	136 A	256	160	1	mit Funkenkammer, mit magnetischer Blasung
	138 A	435	277	3	
	139 A	254	166	2	mit Funkenkammer, Druckluftblasung 0,2 atü
	138 B	435	280	9	

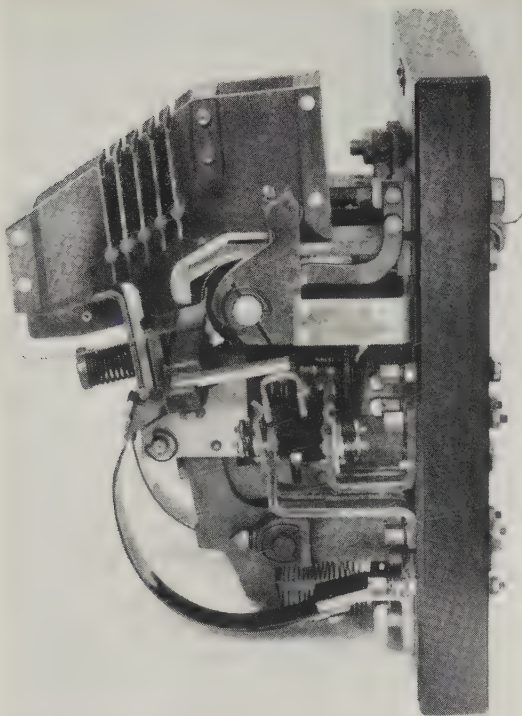
Verkürzung des Seitenbleches bei allen Aufnahmen erforderlich. Die unter verschiedenen Versuchsbedingungen erhaltenen Ergebnisse sind in Tafel 3 zusammengefaßt.

1. Ohne Funkenkammer, ohne magnetische Blasung

An dem Schaltgerät war die Funkenkammer abgenommen, ferner hatte es keine magnetische Blasung, und die seitlichen Bleche waren gekürzt worden. Im metallisch geschlossenen Stromkreis flossen bei dieser Aufnahme (Nr. 137 A) $I = 160$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ und einer Spannung $U = 220$ V. Es wurde festgestellt, daß bei allen vier Stromnulldurchgängen (Bild 7) der vorher vorhandene Gasentladungskanal nach dem Stromnulldurchgang des Lichtbogens wieder benutzt wurde. Es handelt sich in allen Fällen um ein Weiterbrennen des Lichtbogens bzw. um eine thermische Wiederezündung, nicht aber um eine Wiederezündung mit Durchschlagserscheinung, wie an Hand des Oszillogramms zu erkennen ist. Das gleiche gilt auch für die Stromnulldurchgänge der Aufnahme Nr. 136 B, die unter den gleichen Bedingungen gemacht wurde.

2. Mit Funkenkammer, ohne magnetische Blasung

Die Aufnahme Nr. 137 B wurde mit Funkenkammer gemacht. Im metallisch geschlossenen Stromkreis floß ein Strom $I = 250$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ und einer Spannung $U = 380$ V. Auf den Filmaufnahmen ist zu sehen, daß



1388.6 Kt

Bild 6. Niederspannungs-Schaltgerät Typ D. Das vordere Seitenblech ist verkürzt worden.

der vor dem unmittelbaren Stromnulldurchgang benutzte Gasentladungsschlauch nachher in umgekehrter Richtung wieder benutzt wurde. Unmittelbar vor dem dritten und vierten Stromnulldurchgang bestand eine Brückenbildung über ein Löschblech der Funkenkammer. Dieser Brückenweg wurde auch nach dem Stromnulldurchgang zum Stromtransport weiter benutzt und verursachte eine etwas erhöhte Zündspannung nach Stromrichtungsumkehr.

3. Mit Funkenkammer und magnetischer Blasung

Bei der Aufnahme Nr. 136 A ist die Funkenkammer aufgesetzt und gleichzeitig die magnetische Blasung angeschlossen.

sen worden. Bei einer Belastung mit einem Strom $I = 160$ A, $\cos \varphi \approx 0,4$ und einer Spannung $U = 220$ V im metallisch geschlossenen Stromkreis ergab sich nur ein Stromnulldurchgang unmittelbar nach Beginn des Lichtbogens. Nach Erhöhung des Stromes (Aufnahme Nr. 138 A) auf $I = 250$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ und der Spannung auf $U = 380$ V im metallisch geschlossenen Stromkreis traten — wie Bild 7 zeigt — Stromnulldurchgänge auf. Während bei den beiden ersten Stromnulldurchgängen wie bislang stets nach dem Stromnulldurchgang der gleiche Gasentladungskanal für den Strom benutzt wurde, ist hier erstmalig beim dritten Stromnulldurchgang folgendes zu beobachten: Der Lichtbogen zündet nach dem Stromnulldurchgang auf der kürzesten Strecke wieder, und zwar einerseits infolge des verhältnismäßig geringen Abstandes der beiden Schaltstücke voneinander und andererseits wegen der Verlängerung des Lichtbogens infolge der starken magnetischen Blasung im Strommaximum mit anschließendem Rückschlagen der Gase bei nachlassender Blasung (durch Abnahme des Stromes verursacht).

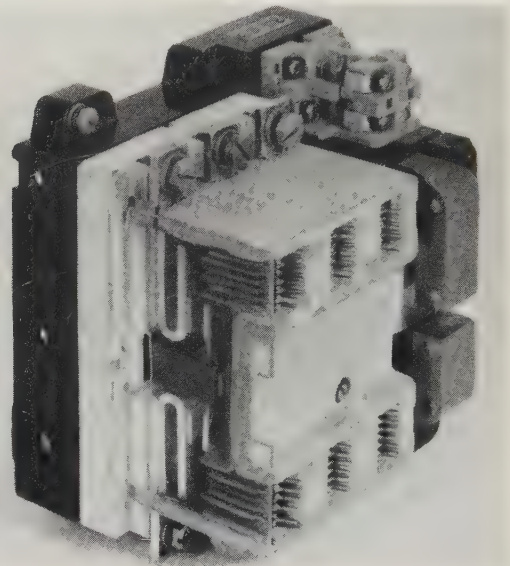
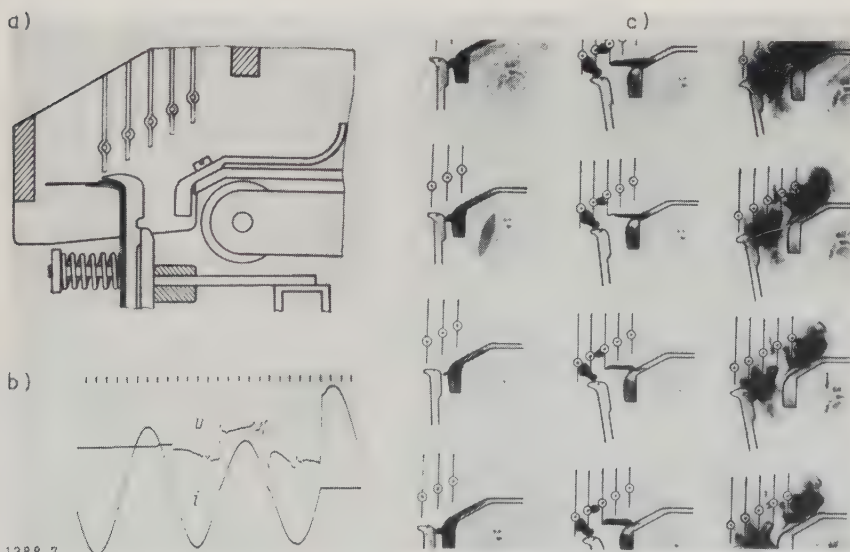


Bild 8. Niederspannungs-Schaltgerät Typ E. Die vordere Seitenwand der Funkenkammer ist durch eine Plexiglasscheibe ersetzt worden.



1388.7

Bild 7. Oszillogramm und Filmaufnahme des Abschaltvorganges beim Schaltgerät Typ D.

- a) Kontaktauslösung,
 b) Oszillogramm des Stromes und der Spannung; Zeitmarke 500 Hz,
 c) Filmaufnahmen des Stromdurchganges, zeitlicher Abstand zwischen je 2 Bildern $\approx 7,3 \cdot 10^{-3}$ s.

Elektrische Werte: $U = 380$ V, $I = 250$ A, $\cos \varphi \approx 0,4$; metallisch geschlossener Stromkreis, einphasige Abschaltung.

4. Mit Funkenkammer, ohne magnetische Blasung und mit Druckluftblasung

Die Aufnahme Nr. 139 A zeigt die beiden Stromnulldurchgänge bei einer Abschaltung mit Druckluftblasung aus einem Rohr mit 6,5 mm Dmr. bei 0,2 at Überdruck in einem Abstand von 40 mm vom Berührungspunkt der beiden Schaltstücke. Die Stromstärke betrug $I = 160$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ und einer Spannung $U = 220$ V im metallisch geschlossenen Stromkreis. Auch hierbei zeigte sich, daß der entstandene Lichtbogenkanal nach dem Stromnulldurchgang wieder verwendet wurde.

Bei der Aufnahme Nr. 138 B ist nochmals eine Abschaltung mit Druckluftblasung von 0,2 at Überdruck bei gleicher Anordnung vorgenommen worden. Hierbei war aber die Stromstärke auf $I = 250$ A bei $\cos \varphi \approx 0,4$ und einer Spannung $U = 380$ V im metallisch geschlossenen Stromkreis erhöht worden. Es fanden insgesamt 9 Stromnulldurchgänge statt, bei denen stets nach dem Nulldurchgang der bisherige Gasentladungskanal wieder benutzt wurde.

Bei den vorliegenden Versuchen wird nach den Stromnulldurchgängen ohne Blasung stets der vorhandene Gasentladungskanal wieder benutzt. Bei der magnetischen Blasung baut sich der Gasentladungskanal nach dem Stromnulldurchgang in einem Fall (Aufnahme Nr.138 A) an anderer Stelle auf als vorher. Wie die Filmaufnahme zeigt, ist dies aber darauf zurückzuführen, daß während des Zeitabschnittes, in dem die Stromstärke groß ist, der durch das Magnetfeld erheblich verengte Gasentladungskanal bei kleiner werdender Stromstärke und damit verminderter Blaswirkung sich wieder stark den Schaltstücken nähert, so daß der kürzeste Abstand zwischen den beiden Schaltstücken zum Aufbau des Gasentladungskanals an dieser Stelle hinreichend stark ionisiert ist. Im allgemeinen wurde auch bei Blasung mit Druckluft von 0,2at Überdruck nach dem Stromnulldurchgang stets der bisherige Gasentladungskanal benutzt. Um den Gasentladungskanal zu zerreißen, müßte die Blasung während des Stromnulldurchganges verstärkt werden.

Schaltgerät Typ E

Nennleistung 10/18/33/44 kW bei 125/220/380/500 V, Schaltstücke aus Silber

Bei diesem Schaltgerät (Bild 8) wurde ebenfalls wie bei den anderen Schaltgeräten, um den Vorgang an den Kontakten besser zu sehen, eine Seitenwand der Funkenkammer durch eine Plexiglasscheibe ersetzt. Die Ergebnisse sind in Tafel 4 zusammengestellt.

Das Schaltgerät wurde einphasig bei einem Strom von $I = 250\text{ A}$ und $\cos \varphi \approx 0,4$ bei $U = 380\text{ V}$ im metallisch geschlossenen Stromkreis über zwei Unterbrecherstellen geschaltet. Bei der ersten Aufnahme Nr.140 B bestand zwischen den Löschblechen und dieser Plexiglasplatte ein kleiner Zwischenraum, so daß der Druckausgleich zum Teil am Rande — an den Blechen vorbei — geschehen konnte. Die erste Aufnahme ergab insgesamt 14 Stromnulldurchgänge, bei denen aber in jedem Fall nach dem Stromnulldurchgang der bisherige Gasentladungskanal vom Strom wieder benutzt wurde.

Bei der Aufnahme 143 B, die mit der gleichen Strombelastung durchgeführt wurde, war der Abstand zwischen der Plexiglasscheibe und den Kühlblechen durch Einfügen

von Plexiglaskeilen abgedichtet worden, so daß die heißen Gase, wie auch der Lichtbogen selber, nur durch die Kühlbleche hindurchtreten konnten. Es ergaben sich hierbei insgesamt 6 Stromnulldurchgänge (Bild 9 und 10), bei denen wiederum stets der vorhandene Gasentladungskanal nach dem Stromnulldurchgang vom Strom weiter benutzt wurde.

Schlußfolgerungen

Es wurden bei 17 Niederspannungs-Schaltgeräten verschiedener Konstruktionen Abschaltversuche mit Strömen und Spannungen unterschiedlicher Höhe durchgeführt. Hierbei waren zum Teil geringfügige mechanische Änderungen erforderlich, um einerseits den Lichtbogen mit einer Zeitdehnerkamera aufnehmen zu können und andererseits die magnetische oder die Preßluft-Blasung ein- oder abzuschalten.

Es sei darauf hingewiesen, daß die Anzahl der bei diesen Versuchen aufgetretenen Rückzündungen kein Wertmaßstab für die Beurteilung der geprüften Schaltgeräte sein kann, da wegen der besseren optischen Beobachtungsmöglichkeit Eingriffe in die durch die Konstruktion gegebenen Eigenschaften der Löschsysteme erforderlich waren. Außerdem stehen die bei diesen Prüfungen verwendeten Stromstärken und Spannungen in keinem konstanten Verhältnis zu den vom Hersteller angegebenen Abschaltleistungen. Bei der überwiegenden Anzahl der untersuchten Geräte ergab sich infolge des Einbaues von durchsichtigen Wänden zur Beobachtung der Schaltstücke in den meisten Fällen zwangsmäßig eine höhere Zahl der Wiederzündungen. Im Betrieb würden also so häufige Wiederzündungen

Tafel 4. Abgeschaltete Ströme und Spannungen bei $\cos \varphi \approx 0,4$ des Schaltgerätes Typ E.

Bild Nr.	Aufnahme Nr.	U V	I A	Zahl der Stromnull-durchgänge	Anschluß, Abänderungen und besondere Eigenarten des Schaltgerätes
	140 B	390	250	14	zwischen der seitlich angebrachten Plexiglasscheibe und den Kühlblechen ist 1 bis 2 mm Zwischenraum,
10, 11	143 B	401	242	6	Zwischenraum durch Keil beseitigt

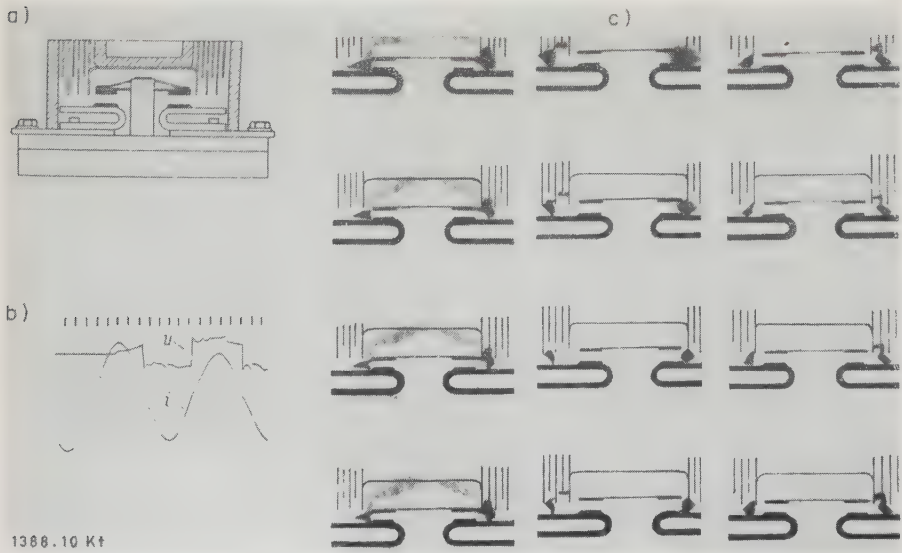


Bild 9. Oszillogramme und Filmaufnahmen des Abschaltvorganges beim Schaltgerät Typ E.
a) Kontaktausbildung,
b) Oszillogramm des Stromes und der Spannung; Zeitmarke 500 Hz,
c) Filmaufnahmen des Stromdurchganges, zeitlicher Abstand zwischen je 2 Bildern $\approx 6,8 \cdot 10^{-5}\text{ s}$.
Elektrische Werte: $U = 380\text{ V}$, $I = 250\text{ A}$, $\cos \varphi \approx 0,4$; metallisch geschlossener Stromkreis, einphasige Abschaltung.

nicht auftreten. Der zeitliche Abstand zwischen je zwei Filmbildern war in der Größenordnung von etwa $6 \cdot 10^{-5}\text{ s}$. Von den Farbfilmaufnahmen der hier besprochenen Abschaltungen in unmittelbarer Umgebung der Stromnulldurchgänge und der verlöschenden Lichtbögen wurde ein Teil vergrößert und als Bilder wiedergegeben.

In fast allen Fällen wurde festgestellt, daß nach dem Stromnulldurchgang der bisherige Gasentladungskanal bzw. das noch hochionisierte Plasma des Kanals, wieder vom Strom benutzt wurde. Da außerdem die Zeitabstände zwischen der Stromrichtungsumkehr — wie die Aufnahmen zeigen — kleiner als einige 10^{-4} s sind und keine hohen Zündspitzen auftreten, liegt in diesen Fällen eine thermische Wiederbelebung der bisherigen Lichtbogensäule mit umgekehrter Transportrichtung der Ladungsträger vor.

Eine genauere Betrachtung der Bilder, besonders der in der Nähe

des Stromnulldurchganges, zeigt, daß unmittelbar nach der Stromrichtungsumkehr sowohl der Anoden- als auch der Kathodenfall stark leuchtend in Erscheinung treten.

Die Farbfilm-aufnahmen von den verlöschenden Lichtbögen lassen den Augenblick erkennen, in dem nach der Stromunterbrechung das Bogenplasma infolge der Abkühlung seine Leitfähigkeit verloren hat. Während bei freibrennenden und nicht gekühlten Lichtbögen sich Abkühlzeiten in der Größenordnung von 10^{-4} bis 10^{-3} s ergeben, ließen sich bei solchen, die durch Kühlbleche treten mußten, Abkühlzeiten von nur 10^{-5} bis 10^{-4} s ermitteln.

Auf Grund dieses Ergebnisses ist es zweckmäßig, die Konstruktionen der Lichtbogenkammern so durchzuführen, daß eine optimale Kühlung der Lichtbogensäule erzielt wird. Durch eine gleichzeitige Unterteilung des Lichtbogens in mehrere Teilstücke kann der zum Widerzünden erforderliche Spannungsbedarf vergrößert werden. Demgegenüber ist die Verlängerung des Lichtbogens, z. B. nur durch Blasung, nicht so wirksam und aus räumlichen Gründen unzweckmäßiger. Nur wenn Größe und Platzbedarf nicht entscheidend sind, und der Lichtbogen keine Schwierigkeiten bereitet, kann man solche Konstruktionen in Erwägung ziehen.

Zusammenfassung

Die mit einer Fastax-Zeitdehnerkamera aufgenommenen Abschaltungen haben ergeben, daß auch bei Niederspannungsschaltern in der Regel der Lichtbogen nach dem Stromnulldurchgang infolge thermischer Wiederbelebung weiterbrennt, während Neuzündungen infolge eines Felddurchschlages nur in seltenen Fällen auftreten. Die Zündspannungsspitzen sind abhängig von der Abkühlung bzw. Deionisierung der Bogenstrecke, insbesondere in Elektroden-nähe. Das Bogenplasma hat bei nicht gekühlten Lichtbögen nach 10^{-4} bis 10^{-3} s und bei Lichtbögen mit Kühlblechen nach 10^{-5} bis 10^{-4} s seine Leitfähigkeit verloren.

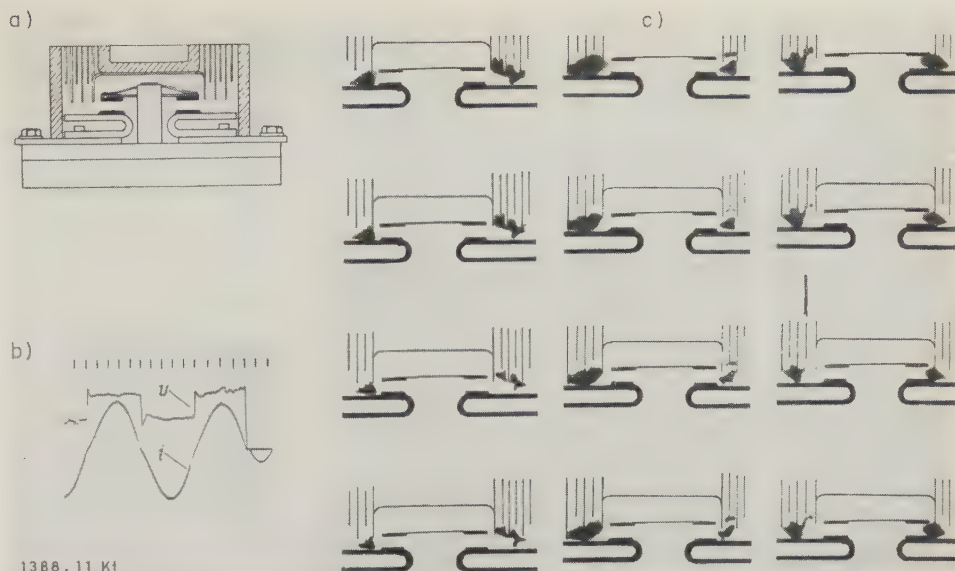


Bild 10. Oszillogramm und Filmaufnahmen des Abschaltvorganges beim Schaltgerät Typ E.

- a) Kontaktausbildung,
b) Oszillogramm des Stromes und der Spannung; Zeitmarke 500 Hz,
c) Filmaufnahmen des Stromdurchganges, zeitlicher Abstand zwischen je 2 Bildern $\approx 6,7 \cdot 10^{-5}$ s.

Elektrische Werte: $U = 380$ V, $I = 250$ A, $\cos \varphi \approx 0,4$; metallisch geschlossener Stromkreis, einphasige Abschaltung.

Schrifttum

- [1] Loh, O.: Eine Theorie des Wechselstromkreises mit Lichtbogen. Arch. Elektrotechn. Bd. 44 (1959) S. 203–233, 319–329 u. 386–394.
- [2] Anwendung elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik. Hrsg. vom Wissenschaftlichen Ausschuss des Verbandes Deutscher Elektrotechniker (VDE). VDE-Buchreihe Bd. 3. VDE-Verlag, Berlin. Abschnitt Schmitt, I.: Ein Beitrag zum dynamischen Lichtbogenverhalten im Stromnulldurchgang von Wechselschaltern. S. 64–76.
- [3] Mayr, O.: Über die Theorie des Lichtbogens und seiner Löschung. ETZ Bd. 64 (1943) S. 645–652.
- [4] Mayr, O.: Beiträge zur Theorie des statischen und dynamischen Lichtbogens. Arch. Elektrotechn. Bd. 37 (1943) S. 588–608.
- [5] Mayr, O.: Schallleistung und wiederkehrende Spannung. ETZ-A Bd. 75 (1954) S. 447–451.
- [6] Frindt, G.: Über das Abklingen von Lichtbögen. Z. angew. Phys. Bd. 12 (1960) S. 231–237 u. 515–521.
- [7] Kesselring, Fr.: Untersuchungen an elektrischen Lichtbögen. ETZ Bd. 55 (1934) S. 92–94, 116–118 u. 165–168.
- [8] Bergold, K.: Dynamisches Verhalten des elektrischen Niederstrombogens. ETZ-A Bd. 82 (1961) S. 161–167.
- [9] Gänger, B.: Der elektrische Durchschlag von Gasen. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1953. S. 182–306.
- [10] Burkhard, G.: Untersuchungen über das Lichtbogenverhalten in Löschkammern. Elektrie Bd. 12 (1960) S. 424–428.
- [11] Slepian, J.: Theory of the deion circuit breaker. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. Bd. 48 (1929) S. 93–96.
- [12] Wienecke, R.: Über eine experimentelle und theoretische Bestimmung der Wärmeleitfähigkeit des Plasmas eines Hochstromkohlebogens. Z. Phys. Bd. 146 (1956) S. 39–58.

Versuche zur Bestimmung kleiner Radionuklid-Konzentrationen mit Hilfe einer Filterzentrifuge

Die Beschäftigung mit strahlenden Stoffen in Wissenschaft und Technik hat in den letzten Jahren außerordentlich zugenommen¹⁾. Damit wächst natürlich auch die Gefahr einer Verseuchung der Gewässer durch radioaktive Abwässer. Ebenso ist mit entsprechenden Folgen der Atom-bombenversuche zu rechnen. Es besteht also in wachsendem Maße die Notwendigkeit, sowohl Abwässer als auch alle übrigen Gewässer auf ihren Radionuklidgehalt hin zu überwachen.

Für die zulässige Konzentration bestehen bereits Richtlinien in der gesetzlichen Strahlenschutzverordnung. Je nach Art der Nuklide sind Höchstkonzentrationen in der Größenordnung von 10^{-7} μ C/ml und weniger zugelassen. Die Verfahren zur Bestimmung solch geringer Konzentrationen

sind vielfältig, indessen teils in ihrer Empfindlichkeit nicht ausreichend, teils sehr umständlich.

Der Verfasser entwickelte ein neues Verfahren, das sowohl außerordentlich empfindlich als auch leicht zu handhaben ist. Er verwendet eine einfache Zentrifuge, in der das zu untersuchende Wasser ein Zählrohr zylinderförmig ohne Berührung umgibt. Auf diese Weise ist eine Großflächenmessung und damit gute Empfindlichkeit erzielbar. Die Nullrate kann mit geringem Aufwand an Abschirmmitteln herabgesetzt werden. Bei hochtoxischen Nukliden, z. B. ^{90}Sr , muß die Empfindlichkeit noch gesteigert werden. Dies ist in der Zentrifuge durch Anreicherung möglich. Auf diese Weise konnte der Verfasser für ^{90}Sr eine Nachweisempfindlichkeit von $5 \cdot 10^{-8}$ μ C/ml erreichen. Eine Weiterentwicklung des Verfahrens wird in Aussicht gestellt. Diesen für die Allgemeinheit bedeutsamen Arbeiten ist bester Erfolg zu wünschen.

Vdn

1) Nach Krause, H.: Kerntechn. Bd. 3 (1961) H. 1, S. 24–26; 2 B., 1 Taf., 19 Qu.

RUNDSCHAU

DK 621.315.553

Einfluß der Wärmebehandlung auf Widerstandsverhalten und Magnetisierbarkeit der CuMnNi-Legierung „Centanin“. Nach Schulze, A., u. Eicke, H.: Z. Instrum.-Kde. Bd. 68 (1960) S. 261–264; 7 B., 7 Qu.

An der dem Manganin ähnlichen Legierung Centanin mit etwa 67% Cu, 27% Mn, 5% Ni und geringen sonstigen stabilisierenden Zusätzen sowie mit einem spezifischen Widerstand von etwa $1 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ wurde die Änderung des elektrischen Widerstandes, seines Temperaturbeiwertes und der magnetischen Suszeptibilität bei stufenweisem Anlassen kaltverformter Proben bestimmt. Die Werte des spezifischen Widerstandes und der Thermokraft der angelieferten kaltverformten Drähte weichen nur wenig von denen der weichen Proben ab, doch war die Lage des Maximums der Widerstands-Temperatur-Kurve etwas verschoben und damit auch der Temperaturbeiwert bei Raumtemperatur verändert.

Nach verschiedener stufenweiser Wärmebehandlung wurden die Drähte langsam abgekühlt und geätzt. Die anschließend gemessenen Widerstands-Temperatur-Kurven sind für den Temperaturbereich von 10 bis 60°C dargestellt. Mit dem durch die Wärmebehandlung verbundenen Anstieg der Widerstandswerte war auch ein Größerwerden der Widerstands-Temperaturkoeffizienten verknüpft. Die für technische Verwendung als Präzisionswiderstände günstigste Wärmebehandlung dürfte demnach bei einem kurzzeitigen, etwa einstündigen Anlassen kaltverformter Drähte bei 100 bis 150°C liegen, während höhere Anlaßtemperaturen zu größeren und daher ungünstigeren Beiwerten führen.

Die relative Widerstandszunahme bei 20°C von kaltverformtem Centanin in Abhängigkeit von der Temperierungsdauer für verschiedene Temperungszeiten wird gezeigt. Die Änderungen laufen im wesentlichen innerhalb der ersten Stunde ab und sind dann bei Anlaßtemperaturen bis 225°C praktisch abgeschlossen. Bei höheren Anlaßtemperaturen und längerer Anlaßdauer tritt noch einmal ein weiterer Anstieg ein, es überlagert sich ein in gleicher Richtung wirkender Vorgang.

Die Messung der magnetischen Suszeptibilität ergab, daß der Wert der kaltverformten Proben stetig mit der Anlaßzeit bis zum Erreichen eines Endwertes ansteigt. Dieser Endwert wächst mit steigender Anlaßtemperatur, wird dann aber wieder kleiner. Das Gleiche wurde bei Wärmebehandlung der abgeschreckten Proben in etwas geringerem Ausmaße gefunden. Diese beobachteten Änderungen entsprechen in Betrag und Richtung weitgehend den an nickelfreien Kupfer-Mangan-Legierungen ähnlichen Mangangehaltes erhaltenen Ergebnissen. Die bei Wärmebehandlung in den magnetischen Eigenschaften stark hervortretenden einphasigen Zustandsänderungen (atomare Nahordnungen) machen sich im Widerstandsverhalten kaum bemerkbar; die geringfügige Beeinflussbarkeit der Widerstands-Temperatur-Kurve läßt sich vielmehr auf Erholungs- und Rekristallisationsvorgänge zurückführen.

Hlk

DK 621.317.334+621.317.335.2

Präzisionsmethode zur Messung von Kapazitäts- und Induktivitätsdifferenzen im Mitnahmeverfahren. Nach Klutke, F.: Arch. techn. Messen Lfg. 300 (1961) Zeitschr.-Teil, S. 7–10; 9 B., 2 Taf., 4 Qu.

Die bekannte Mitnahmeerscheinung zwischen zwei lose gekoppelten, mit nahezu gleicher Frequenz schwingenden Oszillatoren kann zu einem Präzisionsmeßverfahren für Kapazitäten und Induktivitäten mit Hochfrequenz herangezogen werden. Es wird dabei die Erscheinung ausgenutzt, daß innerhalb des Mitnahmebereiches die beiden Sender zwar mit gleicher Frequenz, aber mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung schwingen, deren Größe zwischen -90° und $+90^\circ$ liegt. Eine Verstimmung des einen Senders durch Zuschalten des Meßobjektes äußert sich in einer solchen Phasenverschiebung und kann, wenn ein geeigneter Phasenindikator zur Verfügung steht, an einem veränderbaren Normal rückgängig gemacht werden (Differenzsubstitution).

Bei der geschilderten Meßanordnung werden ein quartzgesteuerter Hauptsender und ein Nebensender verwendet, dessen Frequenz durch das Meßnormal bestimmt wird. Beide Sender sind über ein Potentiometer gekoppelt, wäh-

rend alle unerwünschten Koppelungen durch geeignete Maßnahmen vermieden sind. Es lassen sich auf diese Weise sehr lose Koppelungen und damit ein sehr kleiner, einstellbarer Mitnahmebereich erzielen. Als Phasenindikator dient ein Braunsch's Rohr, auf dem durch leichte Verzerrung der Schwingung des Hauptsenders eine zur Phasenanzeige besonders geeignete achtförmige Lissajou-Figur entsteht. Netz- und Heizspannungen werden hinreichend stabilisiert und die Meßanordnung vor Temperatureinflüssen geschützt.

Es konnten Kapazitäten in der Größenordnung von 500 pF bei einer Meßfrequenz von 500 kHz und einem mittleren relativen Fehler $\Delta C/C = 6 \cdot 10^{-8}$ gemessen werden. Eine Verbesserung des Phasenindikators durch gesteuerte Germaniumdioden erfordert größeren Aufwand wegen der erforderlichen Umwandlung der hochfrequenten Schwingungen in Niederfrequenz und verspricht nur dann Erfolg, wenn die Temperatureinflüsse mit aufwendigeren Mitteln noch weiter verringert werden können.

Ot

DK 621.372.543.2

Mechanische Filter für die Nachrichtentechnik. Nach Taeger, W.: Frequenz Bd. 14 (1960) S. 321–323; 7 B.

Um bei Filtern Kreislagen zu erreichen, die um ein bis zwei Größenordnungen über denen von elektrischen Kreisen liegen, verwendet man in der kommerziellen Nachrichtentechnik seit einigen Jahren Filter mit mechanischen Metallresonatoren. Sie bestehen aus dem als Resonanzsystem arbeitenden Filterkörper und zwei elektromechanischen, am Anfang und Ende des Filterkörpers angebrachten Wandlern, welche die Aufgabe haben, die durch Strom und Spannung gegebene elektrische Leistung zunächst in mechanische Leistung, also in Kraft und Geschwindigkeit umzusetzen und später wieder in elektrische Leistung zurückzuführen. Diese Wandler werden meistens als magnetostruktive Wandler ausgeführt, bei denen ein nach beiden Seiten longitudinal schwingender vormagnetisierter Nickelstab im Innern einer stromdurchflossenen Spule angeordnet ist.

Die Filterwirkung kommt durch die Resonanzeigenschaften schwingungsfähiger mechanischer Systeme zustande, die über dünne Koppelstege miteinander geschwindigkeitsgekoppelt sind und damit einem mechanischen Bandfilter entsprechen, wie sich aus einer Gegenüberstellung von elektrischen und mechanischen Systemgrößen leicht zeigen läßt. Unter der vereinfachenden Annahme, daß die betrachteten Resonanzsysteme freie Schwingungen ausführen, gilt für den elektrischen, aus L , C und R aufgebauten, Schwingungskreis bekanntlich die Differentialgleichung

$$L \frac{di}{dt} + R i + \frac{1}{C} \int i dt = 0,$$

die aus dem dem Spannungsumlauf entsprechenden Ansatz $\sum u = 0$ folgt. Für ein mechanisches Schwingungssystem mit der Masse M , der Federnachgiebigkeit F und dem Reibungswiderstand W ergibt sich für die Geschwindigkeit v aus dem Gleichgewicht der Kräfte k entsprechend $\sum k = 0$ die analog aufgebaute Gleichung

$$M \frac{dv}{dt} + W v + \frac{1}{F} \int v dt = 0.$$

Im mechanischen Schwingungssystem nimmt die Masse M die Stelle der Induktivität L eines elektrischen Kreises ein, jedoch gilt diese Analogie nur für einen einfachen Kreis, da die Masse unter den mechanischen Schwingungssystem-Elementen eine Sonderstellung einnimmt, bedingt dadurch, daß die Geschwindigkeit der Masse eine Relativgeschwindigkeit gegenüber dem Bezugssystem ist. Daher ist nur eine Parallelschaltung zweier Massen M_1 und M_2 , nicht aber eine Reihenschaltung möglich; die Parallelschaltung führt zur Ersatzmasse $M = M_1 + M_2$.

Für die Berechnung mechanischer Filter können die aus der Elektrotechnik bekannten Vierpol-Gleichungen benutzt werden, wenn statt der Spannungen und Ströme Geschwindigkeiten und Kräfte am Eingang und Ausgang der Resonatoren eingesetzt werden.

Von Telefunken hergestellte mechanische Filter ergeben Schwingkreisgüten von 1000 und mehr; sie haben Baulängen von 7 bis 12 cm und befinden sich in Rohren mit 1,5 cm Außendurchmesser. Leider enthält die Arbeit weder Angaben über die Betriebsfrequenzen, noch zeigt sie gemessene Filterkurven.

Fri

DK 621.317.42.001.6

Bestimmung der Energie eines ebenen Magnetfeldes durch Abbildung desselben auf ein elektrisches Stromfeld. Nach Stier, F.: Arch. Elektrotechn. Bd. 45 (1960) S. 343–346; 3 B., 3 Qu.

Eine genaue Ableitung der Abbildung eines wirbelfreien und eines wirbelhaften Magnetfeldes auf ein elektrisches Stromfeld ergibt bisher nicht verwendete Gleichungen für die Berechnung der magnetischen Energie. Am Beispiel eines Spartransformators mit der Übersetzung 2:1 wird gezeigt, daß es gelingt, durch Abbilden eines ebenen wirbelfreien Magnetfeldes in ein ebenes wirbelfreies elektrisches Stromfeld ohne Aufzeichnung des Feldes die magnetische Energie mit Hilfe des Greenschen Satzes am durchfluteten Rand oder durch die dem Modell zugeführte elektrische Energie zu bestimmen. Dabei wird als Ersatz für die Wicklung ein linienförmiger Strombelag angenommen. Der stromquellenfreie Rand des Kernfensters stellt eine Strömungslinie dar.

Der Vergleich der Randbedingungen des Magnetfeldes und des elektrischen Stromfeldes zeigt eine orthogonale Zuordnung der Feldlinien. Bei der orthogonalen Zuordnung ist stets der gleiche Drehsinn für den Übergang der Komponente des Magnetfeldes zur Komponente der elektrischen Stromdichte beizubehalten. Die Äquipotentiallinien des elektrischen Stromfeldes und die Feldlinien des Magnetfeldes haben einen geometrisch ähnlichen Verlauf; die Feldlinien des Magnetfeldes können daher durch die Äquipotentiallinien des elektrischen Stromfeldes abgebildet werden.

Wird die Wicklungsausdehnung nicht nur der Länge, sondern auch der Breite nach berücksichtigt, dann tritt an Stelle des linienförmigen Strombelages eine flächenförmige Durchflutungszone mit gleicher Stromdichte. Das Magnetfeld ist in diesem durchfluteten Bereich wirbelhaft. Auch die Abbildung eines ebenen wirbelhaften Magnetfeldes gelingt, jedoch läßt sich in diesem Fall die magnetische Energie nur durch die diesem Modell zugeführte elektrische Energie bestimmen. Bei dem Versuch der Abbildung durch ein Gleichstromfeld muß zum Erfassen der Einstromung in die Ebene vom Raumfeld ausgegangen werden. Die elektrische Einstromung des Modells erhält dieselbe Verteilung wie die Durchflutung des Originals.

Hlk

DK 621.396.677.7 : 621.396.965.2

Eine Radarantenne mit schnell rotierendem Bündel. Nach Valster, F.: Philips techn. Rdsch. Bd. 22 (1960/61) H. 4, S. 156 bis 162; 9 B., 3 Qu.

Radarantennen üblicher Bauart rotieren wegen ihrer großen Abmessungen und der angreifenden Windkräfte mit nur etwa 20 U/min. Dies hat zur Folge, daß bei den Sichtgeräten Röhren mit lange nachleuchtendem Schirmmaterial verwendet werden müssen, um einen einigermaßen geschlossenen Bildeindruck zu erzeugen. Ferner treten die Echos schnell bewegter Objekte immer nur punktweise auf und bilden keine geschlossene Bahn, was ihre Erfassung sehr erschwert. Eine Antennenkonstruktion, die eine höhere Drehgeschwindigkeit erlaubt, macht es möglich, für den Bildschirm Leuchtstoffe zu verwenden, die kaum nachleuchten und eine wesentlich größere Leuchtdichte haben, so daß eine Tageslichtbetrachtung möglich wird. Um eine Fernsehröhre verwenden zu können, braucht man eine Umlaufgeschwindigkeit von etwa 20 U/s. Schnelle Ziele werden häufiger erfaßt und ergeben eine geschlossene Aufzeichnung ihrer Bewegung. Allerdings erfordert die hohe Antennendrehzahl auch eine höhere Pulsfolgefrequenz, um die zur Verbesserung des Störabstandes notwendige Echowiederholung zu gewährleisten. Dies schränkt wieder den maximalen Entfernungsbereich ein, wodurch das Verfahren nur für Nahbereichsradar zweckmäßig scheint.

Die konstruktive Lösung des schnell rotierenden Bündels wird durch eine feststehende rotationssymmetrische Linse erreicht, die zur Bündelung dient, und durch einen um diese Linse rotierenden Primärstrahler, der zusammen mit dem Speisungshohlleiter nur geringes Trägheitsmoment und kleinen Windwiderstand hat. Die Linse ist ein zweidimensionales Analogon der Luneburg-Linse, die theoretisch jeden Punkt ihrer Oberfläche im Unendlichen abbildet. Sie besteht aus zwei hutförmigen metallischen Flächen mit horizontalem Rand. Die beiden Flächen, deren Abstand kleiner als $\lambda/2$ ist, bilden einen gekrümmten Wellenleiter mit $\lambda_H = \lambda_0$. Alle von einem Punkt des Umfangs ausgehenden Wellen haben gleichen Weg zurückzulegen, gleichviel ob sie über den Scheitel des Körpers oder in der Nähe des Umfangs laufen.

Das praktisch ausgeführte Gerät arbeitet mit einer Wellenlänge $\lambda = 1,25$ cm und mit einer Pulsfrequenz $f = 12,5$ kHz. Die horizontale Bündelung ist etwas von der Strahlungsrichtung abhängig und liegt im Mittel bei $1,5^\circ$, der Vertikalöffnungswinkel beträgt 25° . Die erreichte Drehzahl ist 10 U/s.

Gll

DK 621.382.3 : 621.375.026 : 681.14.001.57

Bausteine für die industrielle Analogrechenstechnik. Nach Dhen, W.: AEG-Mitt. Bd. 50 (1960) S. 427–432; 10 B., 1 Taf., 8 Qu.

Die wesentlichen Bausteine der industriellen Analogrechenstechnik sind Gleichstrom-Rechenverstärker und Multiplikatoren. Das Schaltungsprinzip für das Durchführen linearer Rechenoperationen ist dargestellt. Die Anordnung besteht aus einem Gleichstromverstärker mit hoher negativer Verstärkung, der Rückführimpedanz und den Eingangsimpedanzen. Mit der Frequenz ansteigende Rechenfehler ergeben sich nicht nur auf Grund der natürlichen Bandbreite des Verstärkers, sondern vor allem wegen der aus Stabilitätsgründen notwendigen Frequenzbeschränkung. Der Fehler infolge Stromdrift läßt sich zwar vermindern, die Spannungdrift bleibt jedoch unverändert wirksam.

Der Verfasser beschreibt einen Transistorverstärker, dem bei 20 M Ω Übertragungswiderstand und 0,05 μ A/grd Temperatur-Stromdrift mit einer größten Ausgangsspannung im Leerlauf von ± 15 V eine Leistung von 50 mW entnommen werden kann. In einer Tafel sind die Driftwerte des Verstärkers zusammengestellt. Der Verstärker ist als Gegentaktschaltung mit vielseitigen Rückkopplungsmöglichkeiten aufgebaut; die Gegentaktschaltung hat neben günstigen Dripteigenschaften einige weitere Vorteile, insbesondere wahlweise symmetrische oder unsymmetrische Betriebsweise, starke Gleichtakunterdrückung und einfache Stromversorgung.

In der elektronischen Analogrechenstechnik haben sich unter zahlreichen Entwicklungen im wesentlichen zwei Verfahren zum Multiplizieren durchgesetzt: das Zwei-Parabel-Verfahren und das Impulsmodulationsverfahren. Für industrielle Anwendungen des Multiplizierens analoger Größen wird eine neue Schaltung mit einem hochpermeablen Ringkern als Integrator und Schalttransistoren beschrieben. Der Schaltplan des Multiplikators für Zweiquadrantenbetrieb, die Zeitdiagramme der Wirkungsweise und die Steuerkennlinien werden gezeigt. Die Schaltung kann ohne Schwierigkeit für Vierquadranten-Multiplikation erweitert und gleichzeitig auch zum Dividieren verwendet werden. Im Temperaturbereich 0 bis 50 grd ist der Multiplizierfehler kleiner als $\pm 1\%$ und der Nullpunktfehler kleiner als $\pm 0,1\%$. Beide Bausteine sind als vollständig geschlossene Steckeinheiten gleicher Form ausgeführt.

Hlk

DK 621.372.5

Netzwerk aus zwei parallelgeschalteten Leitungen. (Two-path transmission line network.) Nach Gledhill, C. S.: Electronic Technology Bd. 38 (1961) H. 1, S. 22–26; 9 B., 3 Qu.

Das Verhalten zweier Leitungen, die am Eingang und Ausgang zu einem Vierpol parallelgeschaltet sind, wird in Abhängigkeit von ihrem Phasenmaß untersucht. Ein derartiger Vierpol läßt sich erstens als Transformationsnetzwerk bemessen und zweitens als Filter mit Durchlaß- und Sperrbereichen. In beiden Fällen wird zunächst vorausgesetzt, daß die Wellenwiderstände der parallelgeschalteten Leitungen und der Anschlußleitungen gleich sind.

Der mechanische Aufbau der Vierpole ist dadurch z. B. mit flexiblen Kabeln üblicher Art besonders einfach. Dafür müssen jedoch Nachteile in Kauf genommen werden. Im ersten Fall sind hinsichtlich der Größe des Realteils und des Imaginärteils komplexer Widerstände Einschränkungen zu machen, wenn deren Anpassung an eine Anschlußleitung bei einer vorgegebenen Frequenz möglich sein soll.

Weiterhin ergibt sich im zweiten Fall; z. B. bei günstiger Bemessung des Vierpols als Filter mit einem Dämpfungspol, bei der Sperrfrequenz f_{∞} eine Durchlaßdämpfung bei der Frequenz $f_0 = f_{\infty}/3$ von etwa 1 dB. Dabei sind die Leitungen des Filters als verlustlos angenommen. Die genannten Nachteile entfallen, wenn außer dem Phasenmaß der parallelgeschalteten Leitungen als weitere Veränderliche noch deren Wellenwiderstand eingeführt wird. Einschränkung ist dazu jedoch bemerkt, daß die Vierpole nach dieser Berechnung nur in wenigen Fällen realisierbar sind.

Kmd

VERBANDSNACHRICHTEN

VDE

Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21

Fernruf: 60 341; Fernschreiber (Telex): 04-12 871;

Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;

Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

VDE 0555 „Regeln für Quecksilberdampfstromrichter (Hg-Stromrichter)“

Die VDE-Kommission 0555 „Quecksilberdampfstromrichter“ hat unter Vorsitz von Prof. Dr. phil. A. Partzsch den 1. Entwurf VDE 0555/...61 ausgearbeitet. Ein Einführungsaufsatz erscheint in diesem Heft.

Es ist beabsichtigt, diese Regeln zum 1. März 1962 in Kraft zu setzen. Der Entwurf kann unter der Bezeichnung VDE 0555/...61, Entwurf 1, vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von DM 9,20 bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den geplanten Termin der Inkraftsetzung können bis zum 1. Januar 1962 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende

VDE-Vorschriftenstelle

Partzsch

Weise

Einspruchsfristen zu Entwürfen von VDE-Bestimmungen

VDE 0660 a/...61 Schaltgeräte bis 1000 V Wechselspannung und 3000 V Gleichspannung

angekündigt in ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 20, S. 650,

Einspruchsfrist bis 1. Dezember 1961.

Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21

„Transistoren bei großer Aussteuerung“

Der NTG-Fachausschuß 3 „Halbleiter“ veranstaltet vom 10. bis 12. April 1962 in Aachen eine Fachtagung über das Thema „Transistoren bei großer Aussteuerung“. Einladungen hierzu ergehen zur gegebenen Zeit.

Fachkollegen, die sich mit einem Vortrag beteiligen wollen, werden gebeten, bis spätestens zum 4. Dezember 1961 das Thema unter Beifügung einer kurzen Inhaltsangabe bei dem Fachausschußleiter, Prof. Dr.-Ing. habil. J. Dosse, Stuttgart-N., Breitscheidstraße 2 IV, einzureichen.

Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE
Geschäftsführung

Burghoff

VERANSTALTUNGSKALENDER

Aachen: VDE-Bezirk Aachen, Lagerhausstr. 23-27.

16. 11. 1961, 18.15, Technische Hochschule, Rogowski-Institut, großer Hörsaal: „Grundlagen und Anwendung der Elektrolumineszenz“, Prof. Dr. Kraütz.

Amberg: VDE-Bezirksverein Nordbayern, Zweigstelle Amberg, Haselmühlstr. 50.

15. 11. 1961, 20.00, SSW-Gerätewerk, Vortragssaal, Haselmühlstr. 50: „Große Energieprojekte in Afrika“, Dipl.-Ing. U. Pawlitzki, Erlangen.

Bielefeld: VDE-Bezirk Westfalen-Ost, Bielefeld, Kavalleriestr. 26.

16. 11. 1961, 18.00, Haus der Technik, Vortragssaal, Jahnplatz 5: „Physik und Technik der Halbleiter“, Dipl.-Phys. Ginsbach, Beledke.

Bonn: VDE-Bezirk Köln, Zweigstelle Bonn, Immenburgstr. 7-11.

14. 11. 1961, 19.00, Fernmeldeamt, Unterrichtssaal, Reuterstr. 65: „Die Anwendung des Dopplerprinzips in der Funkortung“, Dr.-Ing. E. Kramar, Stuttgart.

Duisburg: ETV des Rheinisch-Westfälischen Industriebezirks Essen, Zweigstelle Duisburg, Bismarckstr. 81.

14. 11. 1961, 17.00, Schule Obermauerstraße, Aula: „Erdung von Anlagen mit Nennspannungen von 1 kV und darüber“, Dipl.-Ing. Katte, Frankfurt a. M.

Hagen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Hagen, Frankfurter Straße 89.

21. 11. 1961, 18.00, Elektromark, Vortragssaal: „Elektrische Aus-rüstung kontinuierlicher Walzenstraßen“, Dipl.-Ing. W. Thöl.

Hamburg: VDE-Bezirk Hamburg, Gerhart-Hauptmann-Platz 48.

16. 11. 1961, 17.30, Museum für Völkerkunde, großer Vortragssaal, Rothenbaumchaussee 64: „Die elektrische Maschine und ihre Probleme“, Prof. Dr.-Ing. H. Rothert, Berlin.

Kiel: VDE-Bezirk Schleswig-Holstein, Kiel, Gartenstr. 6-10.

7. 11. 1961, 17.30, Schleswig-Holsteinische Landesbrandkasse, großer Saal, Gartenstr. 4: „Aufbau und Anwendung ruhender Schaltelemente in der Steuerungstechnik“, Ing. G. Hribar, Heiligenhaus.

Köln: VDE-Bezirk Köln, Köln-Riehl, Amsterdamstr. 192.

10. 11. 1961, 18.00, Besichtigung der Schatzkammer des römisch-germanischen Museums unter Führung des Herrn Dr. Gollup. Treffpunkt: Zeughausstr. 1-3. Die Teilnehmerzahl ist begrenzt. Wenn nötig, wird die Besichtigung wiederholt. Anmeldung bei der Geschäftsstelle erforderlich (Ruf 70 651).

München: ETV München, München 8, Rosenheimer Str. 5.

13. 11. 1961, 18.00, Deutsches Museum, Vortragssaal 1: „Ägypten, Einst und Jetzt in technischer Sicht“, Dipl.-Ing. F. Waldmann, Erlangen.

20. 11. 1961, 18.00, Deutsches Museum, Vortragssaal 2: „Methoden zur gesicherten Übertragung von Nachrichten“, Dr.-Ing. E. R. Berger, München.

Münster: ETV des Rheinisch-Westfälischen Industriebezirks Essen, Zweigstelle Münster, Herwarthstr. 6-8.

16. 11. 1961, 19.30, Staatliche Ingenieurschule für Bauwesen, Physikaal, Lotharingerstr.: „Planung und Ausbau industrieller Versorgungsnetze“, Dipl.-Ing. H. H. Busch, Frankfurt a. M.

Nürnberg: VDE-Bezirksverein Nordbayern, Nürnberg, Keßlerstr. 40.

7. 11. 1961, 19.30, Ohm-Polytechnikum, Hörsaal 107, Keßlerstr. 40: „Der Einfluß der Spannungsform auf die elektrische Durchschlagsfestigkeit“, Prof. Dr.-Ing. habil. E. Fiegler, Aachen.

14. 11. 1961, 19.30, Hochhaus am Plärrer, Vortragssaal, Südliche Fürther Str. 1: „Grundlagen des Strahlenschutzes“, Dr. rer. nat. R. Plesch, Karlsruhe

Solingen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Solingen, Donaustr. 51.

21. 11. 1961, 19.30, CVJM-Heim, Am Birkenweiher 42: „Über die Gefahren des elektrischen Stromes“, Dr. Beyer und Dr. med. habil. Koeppen, Vohwinkel.

Ulm: ETV Württemberg, Zweigstelle Ulm, Elisabethenstr. 3.

15. 11. 1961, 19.30, Handwerkskammer, Olgastr. 72: „Neuere Ergebnisse zu den physikalischen Vorgängen beim Öffnen und Schließen von belasteten Kontakten“, Dr. phil. L. Borchert.

Würzburg: VDE-Bezirksverein Nordbayern, Zweigstelle Würzburg, Sterenstr. 1.

13. 11. 1961, 18.00, Vortragssaal „Elektroberatung“, Kaiserstr. 29: „Kurzschlußwirkungen in Hochspannungsnetzen“, Dipl.-Ing. G. Funk, Frankfurt a. M.

Berlin: Lichttechnische Gesellschaft, Bezirksgruppe Berlin, Berlin-Charlottenburg 1, Ernst-Reuter-Platz 8.

29. 11. 1961, 18.00, Technische Universität, Hörsaal 1012: „Kohärente Lichtquellen extremer Leistung“, Dr. U. Schley, Berlin.

Essen: Haus der Technik, Essen, Hollestr. 1.

17. 11. 1961, 9.15, Haus der Technik, Hörsaal B.: „Technische Elektronik“, Prof. Dr.-Ing. H. Döring, Aachen.

17. 11. 1961, 17.00-18.30, Haus der Technik, Hörsaal D: Kursus „Regelungstechnik — Teil 11 b —“, Baurat Dipl.-Phys. K. H. Müller-Ihlbrook, Essen.

18. 11. 1961, 9.00-12.00, Haus der Technik, Hörsaal B: „Das Gebührenproblem im Fernsprechkreis“, H. Haupt, Essen.

21. 11. 1961, 9.15-17.00, Haus der Technik, Hörsaal A: Tagung „Beeinflussung der Fernmeldetechnik durch Starkstrom“.

Wuppertal: Technische Akademie Bergisch Land, Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18.

9. 11. u. 10. 11. 1961, 9.00-12.00, 14.00-17.00, Technische Akademie, Hubertusallee 18: „Einführung in die Impuls-Meßtechnik für die Energiewirtschaft“, Dr. H. Röschlau, Kappeln/Schlei.

13. 11. bis 15. 11. 1961, 9.00-12.00, 14.00-17.00, Technische Akademie, Hubertusallee 18: „Vagabundierende Ströme und kathodischer Korrosionsschutz“, Dipl.-Ing. J. Pohl, Dortmund und Dipl.-Phys. W. v. Baeckmann, Essen.

20. 11. u. 21. 11. 1961, 9.00-12.00, 14.00-17.00, Technische Akademie, Hubertusallee 18: „Grundlagen für Wahl und Auslegung von Antrieben“, Dr.-Ing. B. Dahm, Iserlohn.

ERLÄUTERUNGEN ZU VDE-BESTIMMUNGEN

Einführungsaufsatz zu den neuen Regeln für Quecksilberdampfstromrichter (VDE 0555)

Von A. Partzsch, Berlin*)

Die ersten deutschen im Jahre 1936 veröffentlichten Regeln für Stromrichter VDE 0555/1936 entsprechen als älteste Stromrichterregeln schon lange nicht mehr dem im In- und Ausland erreichten Stand der Technik. Die im Jahre 1935 begonnenen Arbeiten zur Schaffung internationaler IEC-Regeln für Quecksilberdampfstromrichter wurden durch den zweiten Weltkrieg unterbrochen und erst 1949 fortgesetzt. In der Zwischenzeit entstanden internationale, u. a. schwedische (1941), amerikanische (1949) und britische (1950) Stromrichterregeln, die sich mehr oder weniger dem technischen Entwicklungsstand oder den nationalen Bedürfnissen anpaßten. Seit 1952 waren wieder deutsche Fachleute an den Beratungen über die

*) Dr. phil. A. Partzsch, Honorarprofessor der TU Berlin-Charlottenburg, ist Vorsitzender der VDE-Kommission 0555.

internationalen Stromrichterregeln beteiligt, die schließlich als IEC-Publication 84/1957 "Recommendations for Mercury — Arc Converters" veröffentlicht wurden.

Die Deutsche Stromrichterkommission trat im Februar 1954 wieder zusammen. Ihre erste Aufgabe war, eine den internationalen Regeln entsprechende Neufassung der deutschen Regeln auszuarbeiten, die nunmehr als Entwurf vorgelegt wird. Außerdem arbeitet die Kommission an den geplanten internationalen Regeln für Wechselrichter und für Quecksilberdampfstromrichter für motorische Antriebe maßgeblich mit. Entsprechende deutsche Regeln werden in angemessener Zeit aufgestellt werden.

Für das Gebiet der Vielkristall- und der Einkristallhalbleitergleichrichter wurde entsprechend der Bedeutung dieses Gebietes eine neue VDE-Kommission 0556 gebildet.

Der Entwurf der neuen deutschen Regeln unterscheidet sich im Aufbau von den internationalen, außerdem enthalten die Regeln einen umfangreichen Anhang mit Erläuterungen und Zahlenbeispielen, die gestatten, die wichtigsten Kenngrößen einer Stromrichteranlage zu ermitteln und die Auswirkungen des Stromrichterbetriebes auf die Anlage und auf das speisende Netz (z. B. Oberschwingungen, Leistungsfaktor usw.) zu beurteilen. Die Regeln sind in 8 Hauptabschnitte eingeteilt.

I. Gültigkeit

Abweichend von den Regeln für Stromrichter VDE 0555/1936 gelten die Regeln nicht mehr für Stromrichter mit Glühkathode, sondern nur für Stromrichter mit Quecksilberkathode. Deshalb heißen die Regeln jetzt Regeln für Quecksilberdampfstromrichter.

Der Leistungsbereich für Gleichrichter erstreckt sich entsprechend IEC-Publikation 84 von 50 kW aufwärts bei einer Nenngleichspannung bis zu 5000 V.

Glättungseinrichtungen und Siebkreise für Stromrichteranlagen gehören jetzt auch neben den Gefäßen, Transformatoren und Zünd-einsatzsteuerungen zum Geltungsbereich.

Ein wichtiger Hinweis zur Abgrenzung der Gültigkeit von VDE 0100 „Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen mit Nennspannungen unter 1000 V“ und VDE 0101 „Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen mit Nennspannungen von 1 kV und darüber“ für das Errichten von Stromrichteranlagen ist gegeben.

II. Begriffserklärungen

Die Begriffserklärungen schließen sich eng an die der IEC-Publikation 84 und an die der Gruppe 11 „Static Converters“ des Internationalen Elektrotechnischen Wörterbuchs (1956) an. Als Stromrichter wird in Übereinstimmung mit diesen und abweichend von den alten Regeln und Gepflogenheiten die betriebsfähige Kombination Stromrichtertransformator und Stromrichtergefäß bezeichnet.

Abweichend von der IEC sind neue Oberbegriffe für die Stromrichterschaltungen geschaffen worden, nämlich:

1. Einfachschaltungen, umfassend Mittelpunktsschaltungen und Brückenschaltungen,
2. Mehrfachschaltungen, die durch Reihen- oder Parallelschaltung von Einfachschaltungen versetzter Phasenlage entstehen,
3. Umkehrschaltungen (zur Stromumkehr im Verbraucherkreis, z. B. für motorische Umkehrantriebe), umfassend die Kreuzschaltung und die Gegenparallelschaltung.

Weiter sind, entsprechend den amerikanischen Stromrichterregeln (American Standard for Pool Cathode Mercury — Arc Power Converters ASA C 34, 1 — 1949), Begriffserklärungen über Störungen im Stromrichterbetrieb aufgenommen worden. Diese Begriffe und Erklärungen sollen zur Vereinheitlichung des deutschen Sprachgebrauchs beitragen. Das gilt ebenso für die verwendeten Symbole und Indizes, die bis auf wenige Ausnahmen denen der IEC-Publikation 84 entsprechen. Die Kommission hat sich entschlossen, als Index für Gleichstrom an Stelle des häufig im deutschen Schrifttum verwendeten g den Index d (direct current) einzuführen. So wird also der Gleichstrom mit I_d , die Gleichspannung mit U_d bezeichnet. Das Symbol D_x bedeutet die absolute induktive Gleichspannungsänderung in Volt, das Symbol d_x dieselbe in Prozent, während man im deutschen Schrifttum häufig G_x bzw. g_x fand. In der Bezeichnung der Nennwerte, für welche die Publikation 84 den Index 1 verwendet (Index 0 bezeichnet den Leerlaufwert), weicht die deutsche Regel von der internationalen ab, indem sie den im Normblatt DIN 40121 vorgeschriebenen Buchstaben N als Index benutzt.

Von den weiteren Begriffen soll hier nur die Pulszahl und der Schaltungswinkel als besondere Merkmale von Stromrichter-

schaltungen erwähnt werden. Während man früher, z. B. auch in den Regeln VDE 0555/1936, von dreiphasigen, sechsphasigen Schaltungen usw. sprach, ist jetzt die Pulszahl das die Schaltung kennzeichnende Merkmal und international allgemein angenommen. Die Pulszahl p ist die Anzahl der nicht gleichzeitigen Kommutierungen einer Stromrichterschaltung während einer Periode des Wechselstromnetzes. Sie ist damit das Verhältnis der Grundfrequenz der der unglätteten Gleichspannung überlagerten Wechselspannung zur Netzfrequenz f . Die Pulszahl bestimmt die Frequenz der netz- und gleichstromseitigen Oberschwingungen. Der Schaltungswinkel einer Stromrichterschaltung (circuit angle, im IEC-Wörterbuch mit „Phasenwinkel der Stromrichterschaltung“ übersetzt) ist die geringste Nacheilung des Scheitelwertes der der Gleichspannung überlagerten Wechselspannung von Pulsfrequenz gegen den einer Netzspannung bei voller Aussteuerung ($\alpha = 0$) und überlappungsfreiem Betrieb. Der Schaltungswinkel bestimmt die Phasenlage der Oberschwingungen und hat neben der Pulszahl für den Parallelbetrieb von Stromrichtern Bedeutung.

III. Stromrichtergefäße und deren Hilseinrichtungen

Die Regeln über Aufstellungsort (nicht höher als 1000 m über N.N., falls nicht besonders vereinbart), über Temperaturen von Umgebungsluft und von Kühlmitteln und über Temperaturgrenzen am Stromrichtergefäß stimmen mit denen der Publikation 84 überein. Im Gegensatz zu dieser, ist entsprechend VDE 0555/36 eine Belastungskennlinie für vollausgesteuerte Stromrichter im Entwurf zu finden. Die Überlastungen entsprechen der Belastungsklasse II der Publikation 84 (2 h 0 %, 15 min 25 %, 2 min 50 %, 10 s 100 %). Die entsprechende Belastungskennlinie (Belastungsklasse N) ist durch eine Potenzfunktion darstellbar:

$$t_{\bar{u}} \cdot (I_{d\bar{u}}/I_d)^{0,5} = \text{const.}$$

wobei $I_{d\bar{u}}$ der während einer Belastungszeit $t_{\bar{u}}$ zulässige Gleichstrom und I_d der Nenn-Dauerstrom des Gefäßes ist. Die Kennlinie gilt im Bereich von $t_{\bar{u}} = 10$ s bis $t_{\bar{u}} = 2$ h, wobei nur eine der möglichen Überlastungen während 2 h auftreten darf. Die Werte im doppellogarithmischen Maßstab dargestellt, ergeben eine Gerade. Mit Hilfe eines einfachen Rechenverfahrens (Anhang 3) kann für Belastungen, die über die Belastungen und Zeiten der Kennlinie hinausgehen, die Vergrößerung der Bauleistung des Stromrichtergefäßes ermittelt werden.

Für Stromrichtergefäße mit einer Aussteuerung unter 100 % oder im Wechselrichterbetrieb sind die zulässigen Überlastungen besonders zu vereinbaren. (Die künftigen Regeln über Wechselrichter und stromrichtergespeiste motorische Antriebe werden entsprechende Verfahren der Leistungsbemessung enthalten.)

IV. Transformatoren und Drosselspulen

Die gebräuchlichsten Stromrichterschaltungen sind in der Tafel 1 aufgeführt, die in den Spalten 1 bis 17 alle Angaben zur Berechnung der ideellen Gleichspannung aus der Wechselspannung, der Ströme für die Kurzschlußmessungen und für die Bestimmung der induktiven Spannungsänderung und der Wühlungsverluste enthält. Im Anhang 1 werden entsprechende Erläuterungen und Rechenbeispiele gegeben.

In den alten Stromrichterregeln VDE 0555/36 waren als Kurzbezeichnungen für die Stromrichterschaltungen große Buchstaben und Zahlen eingeführt worden, wobei die Buchstaben für den Schaltungswinkel, nämlich z. B. F für 30° und G für 0° stehen und die Ziffern eine bestimmte Transformatorschaltung, nämlich 1 den sechsphasigen Stern, 2 den Doppelstern mit Saugdrossel und 3 die Gabelschaltung, kennzeichnen.

In den alten Regeln waren noch nicht die Brückenschaltungen aufgeführt, die jetzt durch die Verwendung einanodiger Gefäße auch für Quecksilberdampfstromrichter größere Bedeutung gewonnen haben. Diese waren also in das Bezeichnungssystem mit einzubeziehen, was durch weitere Ziffernbezeichnungen möglich gewesen wäre.

In Übereinstimmung mit den Bezeichnungen der IEC-Publikation 84 wurden aber in dem neuen Entwurf für die gebräuchlichsten Schaltungen einfache Ziffernbezeichnungen gewählt, die allerdings abweichend noch durch ein weiteres Kurzzeichen ergänzt werden, das die wesentlichen äußeren Merkmale, nämlich die Schaltungsart (M für Mittelpunkt, B für Brücke), die Pulszahl und den Schaltungswinkel, enthält. Diese Angaben sind wichtig für die Parallelarbeit von Stromrichtern. Dabei wird es dann auch möglich, Stromrichterschaltungen, die durch Phasenschwenkungen abgewandelt sind, klar zu kennzeichnen.

Die bisherige Schaltung F2 erhält damit das Kurzzeichen 5a-M6/30 und mit einer voreilenden Schwenkung um 7,5° das

Zeichen 5 a-M 6/22,5. Eine Brückenschaltung mit gleichen äußeren Eigenschaften wäre z. B.

10 a-B 6/30 bzw. 10 a-B 6/22,5

oder auch

10 b-B 6/30 bzw. 10 b-B 6/22,5.

Die Angaben für diese Kurzzeichen finden sich in den beiden ersten Spalten der Tafel 1.

V. Prüfbestimmungen

Abweichend von der Publikation 84 sind die Prüfbestimmungen für die Stromrichtergeräte und für die Stromrichtertransformatoren in einem Abschnitt behandelt. Für die Durchführung der Prüfungen gelten folgende Bestimmungen: Die Hauptteile und Hilfseinrichtungen einer Stromrichteranlage sind einzeln als Stückprüfung in den Werkstätten des Herstellers zu prüfen. Weitere Prüfungen, wie Belastungsprüfungen und Prüfungen der zusammengebauten Stromrichteranlage beim Hersteller oder am Aufstellungsort erfordern eine besondere Vereinbarung.

A. Prüfbestimmungen für Gefäße

Es werden unterschieden:

1. Typenprüfungen einer bestimmten Gefäßtype; sie umfassen Dichtheitsprüfung, Isolationsprüfung, Belastungsprüfung, Messung der Verluste.
2. Stückprüfungen für alle einzelnen Gefäße; sie umfassen mindestens Dichtheitsprüfung und Isolationsprüfung.

Die Durchführung der Dichtheitsprüfung und der zugelassene Druckanstieg bei Gefäßen mit Pumpeinrichtung entsprechen den Vorschriften der Publikation 84. Dasselbe gilt auch für die Isolationsprüfung. Zur Bestimmung der Prüfwechselspannung, die zwischen zwei verschiedenen Punkten des Stromrichtergefäßes angelegt werden soll, wird von dem errechneten Scheitelwert U_m der zwischen diesen Punkten auftretenden Spannung ausgegangen. Der Effektivwert der Prüfspannung U_{pr} ist:

$$U_{pr} = K \cdot U_m + U_k$$

wobei die Werte des Faktors K und der Zuschlag U_k einer Tafel zu entnehmen sind. Die Prüfstrecken für die einzelnen Stellen des Gefäßes und des Gleichrichterkreises sind in einem Bild angegeben, und die Prüfspannungen als Funktion der ideellen Leerlaufgleichspannung in einer Tafel festgelegt.

Für die Bestimmung der Lichtbogenverluste durch Messung der Brennspannung genügt das oszillographische Verfahren, wenn es entsprechend den Angaben im Anhang 2 durchgeführt wird. Andere Meßverfahren, z. B. das wattmetrische Verfahren, gegebenenfalls nach Publikation 84, können vereinbart werden.

B. Prüfbestimmungen für Stromrichtertransformatoren und Drosselspulen

Nach VDE 0532 sind folgende Prüfungen auszuführen:

1. Messung des Übersetzungsverhältnisses im Leerlauf.
2. Messung der ohmschen Widerstände der Wicklungen.
3. Messung des Leerlaufstromes und der Leerlaufverluste bei Nennspannung und Nennfrequenz.
4. Isolationsprüfung der netzseitigen Wicklungen.

Abweichend von VDE 0532 sind folgende Prüfungen auszuführen:

1. Isolationsprüfung der gefäßseitigen Wicklungen.
2. Kurzschlußmessungen zur Bestimmung der Lastverluste, der Kurzschlußspannung und der Spannungsänderung auf der Gleichstromseite.

Als Grundlage für die Isolationsprüfung der gefäßseitigen Wicklungen gelten die Bestimmungen für die Isolationsprüfungen der Stromrichtergeräte. So ist z. B. die gefäßseitige Wicklung gegen Erde und gegen die netzseitige Wicklung (derselben Phase) mit der gleichen Prüfspannung wie die Anoden des angeschlossenen Gefäßes zu prüfen, wenn nicht nach VDE 0532, § 44, eine höhere Prüfspannung verlangt wird. Dieselbe Prüfung gegen Erde gilt für Drosselspulen und Stromteiler in den Anodenleitungen.

Da die Stromrichtertransformatoren und Drosselspulen in der Regel in einer anderen Fabrik als die Gefäße hergestellt und geprüft werden, sind zur Vereinfachung entsprechend VDE 0532 Spannungsreihen für die gefäßseitigen Wicklungen von Stromrichtertransformatoren und Drosselspulen mit den zugehörigen Prüfspannungen in Tafeln festgelegt worden, sowohl für flüssigkeitsisolierte Transformatoren als auch für Trockentransformatoren.

Die Kurzschlußmessungen am Stromrichtertransformator weichen von den nach VDE 0532 üblichen ab. Die Transformatoren sind im Stromrichterbetrieb mit Strömen belastet, die durch ihren Gehalt an Oberschwingungen stark von der Sinusform abweichen. Zur Messung der in den Wicklungen auf-

tretenden Verluste müßte der Transformator zusammen mit dem Stromrichtergefäß betrieben werden. Eine solche Messung kann nicht empfohlen werden, da sie zu kostspielig und auch zu ungenau ist. Deshalb werden die Wicklungsverluste aus bestimmten Kurzschlußmessungen mit sinusförmigen Strömen ermittelt. Um nun die Zusatzverluste, die beim Stromrichterbetrieb durch die Stromoberschwingungen zu den normalen Zusatzverlusten durch die sinusförmige Grundschwingung bei der Kurzschlußmessung hinzutreten, einigermaßen zu berücksichtigen, hat man sich bei der Aufstellung der internationalen Regeln der Publikation 84 dahin geeinigt, daß die Kurzschlußmessungen mit einem höheren, berechneten netzseitigen Leiterstrom durchgeführt werden. Er wird unter Vernachlässigung der Überlappung aus der (ideellen) Leerlaufspannung und dem Gleichstrom mit den in Tafel 1 gegebenen Faktoren für die betreffende Netzspannung berechnet und ist größer als der im Stromrichterbetrieb tatsächlich auftretende. Je höher die Pulszahl der Schaltung, desto geringer ist der Unterschied zwischen dem berechneten und wirklichen Wert des Netzstromes. Je nach Schaltung sind 1 bis 3 Kurzschlußmessungen für die Bestimmung der Lastverluste erforderlich. Die zu verbindenden gefäßseitigen Klemmen und die zur Berechnung der Lastverluste des Stromrichterbetriebes erforderlichen Formeln sind in Tafel 1 angegeben.

Auch für die Messung der Kurzschlußspannung wird der berechnete Wert des Netzstromes verwendet. Er dient vor allem der Bestimmung der Gleichspannungsänderung durch die Induktivität des Transformators. Ist u_{xt} die induktive Komponente der Kurzschlußspannung u_{kt} (der Zusatzindex t bezeichnet den Transformator), so läßt sich für eine Reihe von Schaltungen die prozentuale Gleichspannungsänderung d_{xt} mit Hilfe der in Spalte 13 der Tafel 1 angegebenen Werte d_{xt}/u_{xt} einfach berechnen. Bei verschiedenen Schaltungen, bei denen diese Werte vom Wicklungsaufbau abhängig sind, können keine allgemein gültigen Faktoren angegeben werden. Für die Bestimmung von d_{xt} ist für diese Schaltungen folgende Kurzschlußmessung anzuwenden: Die netzseitigen Hauptanschlüsse werden kurzgeschlossen, und Einphasenstrom von Netzfrequenz mit vorgeschriebenem, dem Gleichstrom proportionalem Effektivwert wird in zwei sich in der Kommutierung ablösende Wicklungsstränge der Gefäßseite eingespeist.

Im Anhang 1 ist die Bestimmung der netzseitigen Leiter-Nennströme, die Bestimmung der Gleichspannungsänderung durch die Induktivität des Transformators (d_{xt}) nach den beiden Methoden der Kurzschlußmessung, ferner die Bestimmung der Lastverluste und die sich hieraus ergebende Gleichspannungsänderung durch Lastverluste (d_{rl}) durch Zahlenbeispiele erläutert.

Im Anhang 4 werden die weiteren induktiven und ohmschen Spannungsänderungen behandelt, die sich für eine Stromrichteranlage durch Drosselspulen in den Leitungen der Stromrichter, durch vorgeschaltete Transformatoren (Stufen- und Schwenktransformatoren) und durch das speisende Netz selbst ergeben. Es werden die Formeln angegeben für die induktive Spannungsänderung durch Drosselspulen in den gefäßseitigen Leitungen des Stromrichtertransformators für Mittelpunkt- und Brückenschaltungen, durch Drosselspulen auf der Netzseite und durch netzseitig vorgeschaltete Transformatoren.

Die durch das speisende Netz bewirkte zusätzliche induktive Spannungsänderung ist vom Verhältnis der (ideellen) Stromrichterleistung zur Kurzschlußleistung des Wechselstromnetzes, von der eigenen (inneren) induktiven Spannungsänderung der Gleichrichteranlage, ferner von der Pulszahl der Anlage abhängig. In einem Bild ist das Leistungsverhältnis als Abszisse, die induktive Spannungsänderung durch das Netz als Ordinate und die innere induktive Spannungsänderung der Anlage und die Pulszahl als Parameter dargestellt. Zahlenbeispiele erläutern den Rechnungsgang und geben Aufschluß über den Einfluß des Netzes auf die Spannungsänderung.

VI. Stromrichteranlagen

Im Abschnitt Stromrichteranlagen wird zunächst die Belastbarkeit der Anlagen behandelt. Die Belastung eines Stromrichters wird durch seinen Gleichstrom gekennzeichnet, der zugleich ein Maß für die Ströme in allen Hauptstromkreisen ist. Hierbei wird Nennspannung, volle Aussteuerung und gut geglätteter Gleichstrom vorausgesetzt, wenn nicht anderes ausdrücklich vereinbart ist. Nennbelastung ist der Gleichstromwert, mit dem der Stromrichter gekennzeichnet ist und auf den sich die Gewährleistungen beziehen. Der Entwurf geht von der normalen Belastbarkeit des Stromrichters für vollausgesteuerte Stromrichter entsprechend der Kennlinie Bild 6 aus (Belastungsklasse „N“). Bei Anwendungsgebieten von Stromrichtern mit stark schwankender Last wird empfohlen, ein Belastungsdiagramm zu vereinbaren, um beste Ausnutzung des Stromrichters zu erreichen. Dies gilt besonders für mit Zündensatzsteuerung betriebene Stromrichter im Gleichrichter- und Wechselrichterbetrieb.

Falls ein Belastungsdiagramm nicht festgelegt wird, kann für vollausgesteuerte Stromrichter eine der 6 Belastungsklassen, die in Anlehnung an die IEC-Publikation 84 in den Entwurf aufgenommen sind, gewählt werden. Es wird aber darauf hingewiesen, daß die für die Belastungsklassen festgelegten Einzelüberlastungen den in verschiedenen Anwendungsgebieten (z. B. Stromrichter für elektromotorische Antriebe) vorkommenden Belastungsverhältnissen mit häufigen Lastspitzen nicht mehr entsprechen.

Der Wirkungsgrad eines Stromrichters ist aus den Einzelverlusten im Gefäß und in seinen Hilfseinrichtungen, im Transformator mit den zugehörigen Drosselspulen usw. zu berechnen, da die direkte wattmetrische Messung bei dem hohen Wirkungsgrad des Stromrichters zu ungenau ist. Die nicht einzubeziehenden Verluste in den Verbindungsleitungen, in den Glättungseinrichtungen usw. sind einzeln aufzuführen.

Von den Leistungsfaktoren der Stromrichteranlagen mit Pulszahlen von 6 und mehr, praktisch aller derjenigen, die in den Bereich der Regeln fallen, ist nur der Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ von Bedeutung. Die Messung des Verschiebungsfaktors mit direkt anzeigenden $\cos \varphi$ -Instrumenten oder mittels Leistungsmessern kann infolge der Oberschwingungen ungenaue Werte ergeben. Deshalb wird der Verschiebungsfaktor errechnet, und zwar, falls eine Gewährleistung verlangt wird, für ein starres Wechselstromnetz, da der von dem Verhältnis der Gleichstromleistung der Anlage zur Kurzschlußleistung des Netzes (von dem Leistungsverhältnis), allerdings in geringem Maße, abhängig ist. Der Verschiebungsfaktor wird im wesentlichen bestimmt durch

1. die induktive Gleichspannungsänderung der Stromrichteranlage,
2. den Aussteuerungsgrad bei Anlagen mit Zündensatzsteuerung,
3. den Magnetisierungsstrom (Leerlaufstrom) des Stromrichtertransformators.

Einfache Formeln gestatten die Berechnung des Verschiebungsfaktors aus der induktiven Gleichspannungsänderung bei voller Aussteuerung ($\alpha = 0$) und bei einem Steuerwinkel α . Der Verschiebungsfaktor unter Berücksichtigung des Magnetisierungsstromes kann dann aus einem Bild abgelesen werden, bei dem der Magnetisierungsstrom Parameter ist. Ein Rechenbeispiel erläutert das Verfahren.

Für zweipulsige Stromrichter, z. B. für Stromrichter auf Lokomotiven, gelten diese Berechnungen nicht, da in diesem Fall durch die Verschiebung der gleichstromseitigen Oberschwingung eine Grundschwingungs-Blindleistung auf der Netzseite zusätzlich auftritt.

Bemerkungen über die Bedingungen für einen guten Parallelbetrieb von Stromrichtern am gleichen oder an verschiedenen Netzen und über die hierfür erforderlichen Maßnahmen beschließen den Abschnitt über Gleichrichteranlagen.

VII. Oberschwingungen in Stromrichteranlagen, deren Auswirkung und Verringerung

Die Gesetzmäßigkeiten für die Erzeugung von Oberschwingungen durch den Stromrichter werden zuerst behandelt. Die Größe der durch die Wirkungsweise des Stromrichters bedingten Oberschwingungen im Netzstrom und in der ungeglätteten Gleichspannung sind eine Funktion der Pulszahl p , des Steuerwinkels α und der gesamten induktiven Spannungsänderung. Die Ordnungszahl ν der Oberschwingungen hingegen ist nur abhängig von der Pulszahl p , also unabhängig von der induktiven Spannungsänderung und dem Steuerwinkel α . In der Gleichspannung treten nur Oberschwingungen von der Ordnungszahl

$$\nu = k \cdot p \text{ mit } k = 1, 2, 3 \dots$$

auf, denen im Netzstrom paarweise auftretende Oberschwingungen der Ordnungszahl

$$\nu = k \cdot p \pm 1$$

entsprechen.

Besonders einfache Formeln für die Größe der Oberschwingungen der Gleichspannung und des Netzstromes ergeben sich für die vereinfachten Bedingungen $d_x = 0$, $\alpha = 0$. Die errechneten Werte sind in einer Tafel zusammengestellt, welche die Oberschwingungen der Gleichspannung in Prozent der ideellen Leerlaufgleichspannung und die Oberschwingungen in Prozent der Grundschwingung des Netzstromes angibt. Diese Tafel soll erste Informationen über die auftretenden Oberschwingungen in bezug auf Größe und Ordnungszahl geben.

Die Größe der verschiedenen Oberschwingungen der Gleichspannung kann man für beliebige Werte von d_x zwischen 0 und 9% und von α zwischen 0 und 45° aus einem Bild entnehmen, die Größe der entsprechenden Oberschwingungen des Netzstromes aus einem weiteren Bild durch eine leichte Umrechnung.

Die Oberschwingungen der Stromrichteranlagen können sich in verschiedener Weise ungünstig auswirken. Die durch die Oberschwingungsströme der Netzseite des Stromrichters hervorgerufenen Spannungen überlagern sich der Netzspannung und verzerren die Netzspannung. Die Verzerrung nimmt mit dem Leistungsverhältnis zu und mit der Pulszahl ab. Allgemein verpflichtende Angaben über die zulässige Spannungsverzerrung auf der Netzseite können wegen der Verschiedenheit der Netze nicht gemacht werden.

Resonanzerscheinungen können durch bestimmte Oberschwingungen hervorgerufen werden, wenn den Netzinduktivitäten Kapazitäten (lange Freileitungen, Kabel, Kondensatorbatterien) parallel liegen. Deshalb wird empfohlen, bei Anschluß großer Stromrichteranlagen das Netz auf seine Resonanzverhältnisse zu untersuchen.

Oberschwingungen in Freileitungen auf der Drehstrom- und Gleichstromseite können eine induktive und kapazitive Beeinflussung auf benachbarte Fernmeldeleitungen und Fernmeldeanlagen ausüben. Maßnahmen gegen solche Beeinflussungen sind in den Regeln VDE 0226, VDE 0227 und VDE 0228 behandelt.

Als Maßnahmen zur Verringerung von Oberschwingungen in den Netzen kommt die Erhöhung der Pulszahl ($p \geq 12$) in Frage, vor allem bei großen Stromrichterleistungen und großem Leistungsverhältnis. Bei Stromrichtern mit niedriger Pulszahl kann dies unter anderem durch Phasenversetzung, d. h. durch unterschiedlichen Schaltungswinkel der einzelnen Stromrichter oder Stromrichtergruppen erreicht werden.

Die Verringerung der Oberschwingungen auf der Netzseite kann auch durch den Einbau von Siebkreisen (Reihenresonanzkreise), die auf die störenden Oberschwingungen abgestimmt sind, erreicht werden.

Zur Begrenzung von Oberschwingungen in der Gleichspannung dienen Glättungsdrosseln. Eine von der Last praktisch unabhängige Unterdrückung der Oberschwingungen in der Gleichspannung kann durch Kondensatoren oder Siebkreise erzielt werden, die hinter einer Glättungsdrossel angeschlossen sind.

VIII. Toleranzen

Die Toleranzen des Entwurfs erstrecken sich auf Brennspannung, Gesamtverluste von Transformator und Drosselspulen, Wirkungsgrad, Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ (errechnet), induktive Spannungsänderung durch den Transformator d_{xt} , Gleichspannungsänderung des Stromrichters und Nenn-Gleichspannung. Die angegebenen Toleranzwerte stimmen mit denen der Publikation 84 überein. Es brauchen nicht für alle aufgeführten Größen Gewährleistungen abgegeben werden.

Bei der Parallelarbeit von gleichartigen Stromrichtergeräten eines Stromrichters soll die Abweichung vom genauen Anteil des Gesamtstromes im Bereich zwischen 50 und 150% des Nennstromes nicht mehr als 10% betragen. Dies gilt auch für gleichartige Stromrichter, die gleichzeitig von einem Hersteller geliefert werden und unter gleichen Bedingungen in einer Anlage bei Anschluß an dieselbe Sammelschiene des Wechselstromnetzes parallel arbeiten. Dabei kann der Schaltungswinkel verschieden sein, wenn nur die Pulszahl übereinstimmt. Für Stromrichter, die gleichstromseitig mit anderen Gleichspannungsquellen parallel arbeiten, sind die Bedingungen für Parallelarbeit und Lastverteilung zu vereinbaren.

Zur Erläuterung dieser Bestimmungen ist folgendes zu sagen: Bei Stromrichtergefäßen, die erst ohne Drosselspulen oder Stromteiler betrieben werden, bewirkt die ab 20 bis 30% des Nennstromes ansteigende Brennspannung eine bessere Parallelarbeit. Die Bedingung für Parallelarbeit von Stromrichtern, bei der gleichartige und gleichzeitig von einem Hersteller gelieferte Stromrichter vorausgesetzt werden, hängt mit der Toleranz für die Kurzschlußspannung von Transformatoren (10% nach VDE 0532) zusammen, der ja die induktive Spannungsänderung d_{xt} proportional ist. Nur bei gleichzeitig hergestellten Transformatoren eines Stromrichters können gut übereinstimmende Kurzschlußspannungen erwartet werden.

BÜCHER

DK 621.316.7

Regelkreise der verfahrenstechnischen Praxis. Von G. K. Tucker und D. M. Wills. Mit 376 S., 137 B., 17 Taf., Format 14 cm \times 19 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1960. Preis Kunststoff 24,— DM.

Das Buch ist die für den deutschen Leser überarbeitete und ergänzte Übersetzung eines im Auftrag der Firma Honeywell, Philadelphia, erschienenen amerikanischen Originalwerks. Es will dem verfahrenstechnischen Praktiker die Möglichkeit geben, ohne allzu

hohen mathematischen Aufwand die Dynamik regelungstechnischer Anlagen mit Hilfe der Übergangsfunktion und besonders mit Hilfe des Frequenzgangs zu behandeln. Die Frequenzgangsdarstellung benützt dabei fast ausschließlich das Bode-Diagramm. Nach einer elementaren Einführung in die Untersuchungsmethoden mit Hilfe der Übergangsfunktion und des Frequenzgangs wird mit Hilfe des letzten die Bewertung und Verbesserung der Betriebsverhältnisse einer Regelung erläutert. Es folgt eine sehr ausführliche allgemeine Darlegung über die methodische Untersuchung einer Regelanlage (Entwicklung des Blockschaltbildes, Wahl- und Einstellung der Regeleinrichtung, Maßnahmen für höchste Regelgüte und beste Regelstabilität). Auch die Grenzen der Frequenzgangsmethode werden diskutiert. Dieser allgemeine Abschnitt wird sodann am besonderen Beispiel einer Durchflußregelung eingehend erläutert. In mehreren Anhängen und Tafeln sind wichtiges Schrifttum, Begriffe und Benennungen (deutsch-englisch) und Unterlagen für zahlenmäßige und graphische Berechnungen zusammengestellt. Entsprechend dem auf die Verfahrenstechnik ausgerichteten Ziel des Buches ist es vor allem auf Druck-, Behälterstands-, thermische und Durchflußregelungen abgestellt. Es kann dem verfahrenstechnischen Praktiker, der schon einige Vorbildung auf diesem Gebiet hat, ein guter Wegweiser bei der Anwendung der Theorie sein und vermittelt auch viele rein praktische Erfahrungen.

Allerdings scheint die Absicht, unter Verzicht auf eine allzu strenge Verwendung der Fachsprache alles möglichst nur im Alltagsdeutsch zu bringen, nicht vollkommen geglückt.

Es finden sich auch zahlreiche ungewöhnliche oder falsche Benennungen: Z. B. „geschwungene“ anstatt „krummlinige“ Koordinaten, oder „Anpassung“ für einen „Übertragungsfaktor < 1 “ anstatt „Abschwächung“. Manche Begriffe, wie z. B. „Ansprechempfindlichkeit“, sind ungewöhnlich verwendet. Trotz des lehrangemäßen Aufbaus vermißt man bei dem Buch ein ausführliches Sachregister. Von solchen Einwendungen abgesehen, ist aber das im übrigen gut ausgestattete Buch durchaus zu empfehlen.

G. Vafiadis

DK 621.374.32.082.74

Digital applications of magnetic devices. Von A. J. Meyerhoff. Mit 623 S., zahlr. B. und Taf., Format 15 cm \times 23,5 cm. Verlag John Wiley & Sons, Inc., New York und London 1960. Preis Ganzln. 14,— \$.

Das vorliegende Buch, das in der Art eines Handbuches eine zusammenfassende Darstellung über das Gesamtgebiet der Technik digitaler magnetischer Schaltungen geschrieben wurde, entstand in Zusammenarbeit der Burroughs Corporation und verschiedener anderer Gesellschaften mit der University of Pennsylvania. Die erste Anregung für das Entstehen dieses Buches geht auf die Konstruktion eines Magnetkernspeichers an der Harvard University für den ENIAC im Jahre 1949 zurück. Ideen und Patente für die Anwendung magnetischer Schaltungen zu Speicherzwecken in Digitalrechnern findet man bereits im Jahre 1945. Auch heute beherrscht der Magnetkernspeicher als Speicher kleinster Zugriffszeit noch immer das Feld.

Das Buch besteht, nach verschiedenen Anwendungsgebieten gegliedert, aus 7 Teilen mit insgesamt 31 Abschnitten. Der Mitarbeiterstab umfaßt 22 Fachleute. Jedem Teil des Buches ist eine ausführliche Liste der benutzten Symbole vorangestellt. Auf diese Weise ist man in der Bezeichnungsweise in den verschiedenen Teilen unabhängig.

Der erste Teil des Buches bringt ausschließlich Grundlagen, und zwar nach einem geschichtlichen Rückblick und einigen Bemerkungen über die Organisation des Buches: Grundlagen des magnetischen Feldes, des Ferromagnetismus, Bemerkungen über Einheiten und Parameter, Grundbegriffe der Magnetkerne, ferner grundlegende Eigenschaften der Dioden und Transistoren und schließlich noch einiges über das Zusammenwirken der einzelnen Teile und den logischen Entwurf der Schaltungen. Die weiteren drei Teile behandeln verschiedene röhrenfreie Impulsverstärker mit Magnetkernen, und zwar zunächst solche, die keine Transistoren enthalten, statt dessen aber Dioden. Es folgt nun ein Teil, in welchem die verschiedenen Anwendungen der Magnetkerntechnik für Speicherzwecke beschrieben werden. Das letzte Kapitel dieses fünften Teiles befaßt sich auch mit den neueren Entwicklungen: Twistor, Technik der dünnen Filme und Speicher, welche die Supraleitung ausnutzen. Werden im Ausgang höhere Leistungen gefordert, so kann auf den Transistor als verstärkendes Element nicht verzichtet werden. In Teil sechs werden daher Impulsverstärker der Magnetkerntechnik mit Transistoren behandelt. Verschiedene weitere Techniken, wie die Ausnutzung der Ferroresonanz unter Verwendung von Trägerströmen und die Einfüh-

rung von Lochblenden in den Magnetkernen, werden in einem abschließenden Teil beschrieben. Im Anhang des Buches findet man typische Kennlinien von gewissen Kerntypen und Dioden und schließlich eine für den Leser recht nützliche Zusammenstellung von Begriffserklärungen.

Das Buch, ein Musterbeispiel einer guten Gemeinschaftsarbeit, wird sicher von jedem Fachmann als Lehrbuch und Nachschlagewerk gern benutzt werden.

H. Edelmann

DK 512.831

Einführung in die Matrizenrechnung zur Anwendung in der Elektrotechnik. Von A. von Weiss. Mit 207 S., 48 B., Format 15,5 \times 23,7 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1961. Preis brosch. 28,— DM.

Nach einer Einleitung über die Grundbegriffe der Determinantenrechnung erläutert der Verfasser anschaulich den Begriff einer Matrix und gibt die Grundregeln für die elementaren Matrixoperationen an. Im darauffolgenden Abschnitt über lineare Gleichungen wird auf den Rang einer Matrix und dessen Bestimmung eingegangen; die numerische Auflösung linearer Gleichungssysteme wird erläutert. Über die charakteristische Gleichung geht der Verfasser zu den Eigenwerten und Eigenvektoren einer Matrix über und erwähnt weiterhin hermetische Matrizen sowie definite quadratische Formen und Sätze zur Definitheit. Besondere Sorgfalt wird den Transformationen gewidmet, von denen die Ähnlichkeits-, Koordinaten-, Hauptachsentransformation sowie die Gaußsche und kontragrediente Transformation behandelt werden. In einem besonderen Abschnitt über Eigenwertprobleme werden Matrixfunktionen, algebraische Gleichungen höheren Grades sowie lineare homogene Differentialgleichungssysteme behandelt. Auf die in der modernen Netzwerktheorie verwendeten Hypermatrizen sowie Matrizen zyklischer Matrizen wird nicht eingegangen.

In dem Abschnitt über die praktische Anwendung der Matrizenrechnung in der Elektrotechnik beschreibt der Verfasser zuerst die Vierpoltheorie in Matrizenform und geht auf die Kettenmatrix und deren Eigenschaften ein. Daraufhin widmet er sich den linearen Maschennetzen, wobei er die Stromverteilung in Maschennetzen, die Transformation linearer Netzwerke und elementare Ausgleichsvorgänge behandelt. Im abschließenden Kapitel über Drehstromprobleme wird den Leser insbesondere der Abschnitt über die Matrixdarstellung der symmetrischen Komponenten interessieren. Im Anhang findet man Beziehungen zwischen den Elementen und zwischen den Determinanten von Vierpolmatrizen sowie eine Zusammenstellung von Matrizen einfacher Vierpole.

Das Buch ist übersichtlich geordnet und leicht verständlich geschrieben; 55 durchgerechnete Beispiele erleichtern dem Leser das Einfühlungsvermögen in die allgemeinen theoretischen Abhandlungen.

L. Hannakam

BUCHINGÄNGE

(Ausführliche Besprechung vorbehalten)

Erinnerungen eines Physikers. Von J. Zenneck. Mit 405 S., 1 B., Format 15,5 cm \times 24 cm. Nur erhältlich bei Frau Olga Zenneck, (13 b) Althegnenberg über Fürstenfeldbruck, Haus 67. Preis kart. 20,— DM.

Automat und Mensch. Über menschliche und maschinelle Intelligenz. Von K. Steinbuch. Mit 261 S., 92 B., Format 14 cm \times 21 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1961. Preis Kunststoff 28,50 DM.

Wörterbuch zum Lexikon der Hochfrequenz-, Nachrichten- und Elektrotechnik. Bd. 5. Hrsg. C. Rint. Mit 477 S., Format 11,5 cm \times 16,5 cm. Porta-Verlag KG, München 1961. Preis Ganzln. 19,80 DM.

Überwachung der Radioaktivität in Abwasser und Luft. Von H. Kiefer und R. Maushart. H. 1 der Kerntechnischen Reihe. Mit 112 S., 49 B., 25 Taf., Format 15 cm \times 21 cm. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Stuttgart 1961. Preis kart. 11,80 DM.

Die Entwicklungsmöglichkeiten der Energiequellen im Hinblick auf die heutige Wirtschaftslage Europas. H. 3 der Mitt. der Internationalen Technographischen Gesellschaft e. V. Mit 31 S., Format 15 cm \times 21 cm. Verlag H. Wigankow, Berlin 1960. Preis brosch. 4,50 DM.

Folgende Aufsätze erschienen in der ETZ-B vom 30. Oktober 1961

Heft 22

C. I. Reuber: Neuheiten und Entwicklungstendenzen der Fernseh-, Rundfunk- und Phono-Technik.

H. Spengler: Die Alterung von Thermobimetall.

F. K. Levacher: Lecksicherung von Mineralöl-Behältern durch Öl-Sonde und Öl-Signalkabel.

Abschluß des Heftes: 26. Oktober 1961

Schluß des Textteiles

Schriftleitung: Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21; Fernruf 60 341, Fernschreiber (Telex) 04-12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. P. Jacotet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21.

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01-84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 24,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 16,— DM; Ausgabe A und B zusammen 34,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 24,— DM. Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.